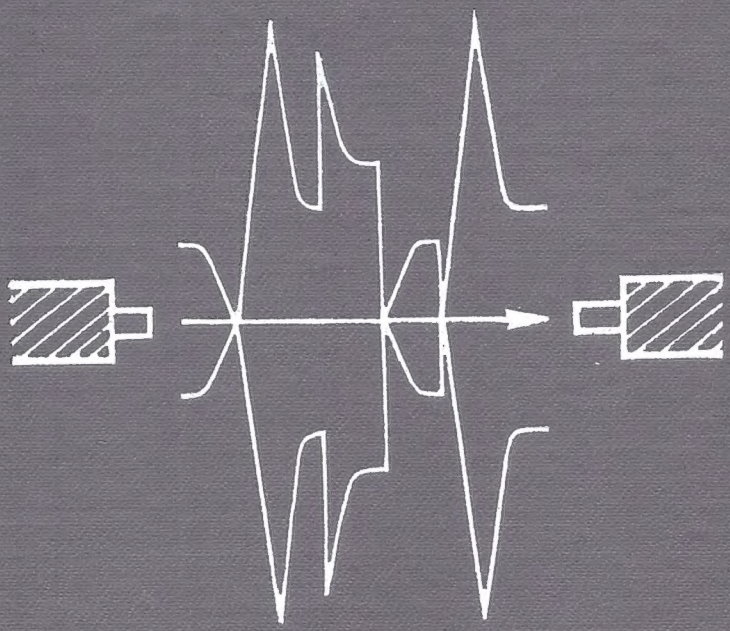
621.391
О-52

А. К. ОКСМАН

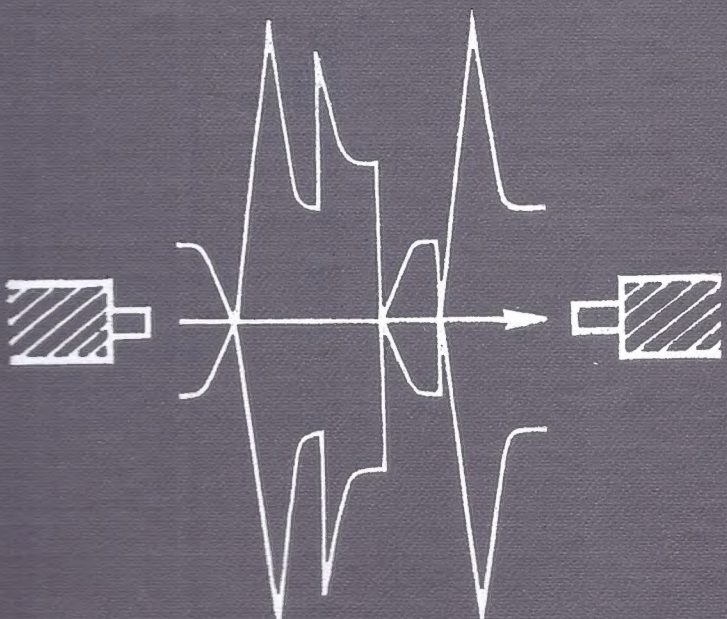
Передача телевизионных сигналов по коаксиальным кабелям



621.391
О-52

А. К. ОКСМАН

Передача телевизионных сигналов по коаксиальным кабелям



Передача телевизионных сигналов

621.391
О-52

А. К. ОКСМАН

Передача телевизионных сигналов по коаксиальным кабелям

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ДОПОЛНЕННОЕ И ПЕРЕРАБОТАННОЕ

071786
621.391:621.397
-2013
ПЕРЕВІРЕНО

МОСКВА «СВЯЗЬ» 1978

32.94
О-49
УДК 621.391.8:621.397.13:621.315.212

Оксман А. К.

О-49 Передача телевизионных сигналов по коаксиальным кабелям. 2-е изд., доп. и перераб. — М.: Связь, 1978. — 280 с., ил.

В пер.: 1 р. 10 к.

Рассматриваются принципы построения и расчета систем передачи программ телевидения на большие расстояния; даются анализ искажений и помех, возникающих при передаче сигналов ТВ и ТЧ, формулы для расчета величины помех и способы уменьшения искажений и помех; приводится методика определения требований к линейным усилителям.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, проектированием и эксплуатацией аппаратуры каналов телевидения. Она также может быть полезна специалистам в области передачи видеотелефонных и других импульсных сигналов.

О $\frac{30602-022}{045(01)-78}$ 50—78

32.94
6Ф1

© Издательство «Связь», 1978 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

На магистральных линиях связи нашей страны широко применяются коаксиальные кабели. Использование весьма широкого диапазона частот в системах передачи по коаксиальному кабелю позволяет осуществлять тысячи телефонных разговоров, передачу телеграфных и факсимильных сообщений, передачу газет, а также программ телевидения. Коаксиальные и радиорелейные линии связи дают возможность организовать разветвленную сеть взаимосвязанных телецентров, охватить телевизионным вещанием весьма обширную территорию СССР и обмениваться телевизионными программами с другими странами.

Внедрение усовершенствованной системы К-1920У, новой системы К-3600 и введение в строй новых магистралей значительно расширит круг специалистов, интересующихся передачей сигналов телевидения, видеотелефона и другой импульсной информации. Развитие систем с линейным спектром до 60 МГц позволит в будущем организовать совместную передачу сигналов нескольких телевизионных программ и видеотелефона.

Настоящая книга является вторым изданием книги, вышедшей в 1966 г., и охватывает круг вопросов, относящихся к передаче как черно-белого, так и цветного телевидения на большие расстояния по коаксиальным кабелям. Рассматриваются способы построения аппаратуры телевизионных каналов в эксплуатируемых и разрабатываемых системах передачи. Анализируется влияние электрических характеристик каналов на качество передачи сигналов. Подробно рассматриваются искажения, возникающие при модуляции и демодуляции сигнала, и возможности их устранения. Приведен расчет основных параметров модуляторов и демодуляторов. Значительное внимание уделено способам повышения

помехозащищенности передаваемых сигналов, а также определению оптимальных уровней передачи сигналов телевидения и телефонии и расчету помехозащищенности каналов. Приведены основные сведения об отечественной аппаратуре телевизионных станций, а также о зарубежных системах передачи телевидения по коаксиальным кабелям.

Рассмотренные вопросы в той или иной мере относятся к передаче видеотелефонных и других импульсных сигналов.

Книга рассчитана на специалистов, занимающихся разработкой, проектированием и эксплуатацией аппаратуры для передачи телевидения по системам связи.

Автор глубоко благодарен рецензенту Ю. С. Милевскому за полезные замечания, данные им при просмотре рукописи.

Замечания по книге просьба направлять в издательство «Связь»: Москва, 101000, Чистопрудный бульвар, 2.

АВТОР

1

ГЛАВА

СИГНАЛЫ ЧЕРНО-БЕЛОГО И ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

1.1. Основные сведения о телевизионном видеосигнале

Полный телевизионный сигнал черно-белого телевидения состоит из сигналов изображения, синхронизации и гашения обратного хода луча приемной трубки по строкам и кадрам. Сигналы синхронизации содержат синхронизирующие импульсы строчной и полукадровой частоты и уравнивающие импульсы.

Государственный стандарт на черно-белое телевидение (ГОСТ 7845—72) предусматривает передачу 25 кадров в секунду. Каждый кадр составляется из двух полей (полукадров). Число строк в кадре $z=625$. Развертка изображения чересстрочная, т. е. поля с нечетными строками и поля с четными строками передаются поочередно. Это позволяет ослабить визуальный эффект мерцания воспроизводимого изображения без увеличения числа элементов изображения, передаваемых за одну секунду. Отношение ширины кадра к его высоте (формат кадра) равно 4 : 3. Развертка изображения осуществляется по строкам слева направо и по полукадрам — сверху вниз. Номинальное значение частоты строчной развертки $f_c=15\,625$ Гц, а частоты полей — 50 Гц. Полярность видеосигнала может быть положительной (позитив) и отрицательной (негатив). Если увеличению яркости изображения соответствует увеличение тока видеосигнала, то полярность считают положительной, если увеличению яркости соответствует уменьшение тока — полярность сигнала отрицательная. Во всех точках соединения по видеочастоте в трактах передачи телевидения номинальный размах полного видеосигнала должен составлять 1 В, а полярность его должна быть положительной.

Стандартные видеосигналы положительной полярности обоих полей, подаваемые на вход оконечной передающей станции телевизионного канала системы связи, изображены на рис. 1.1*а* и *б*. Согласно стандарту время передачи одной строки $T_c = 64$ мкс. Длительность строчных импульсов гашения 12 мкс, а синхронизирую-

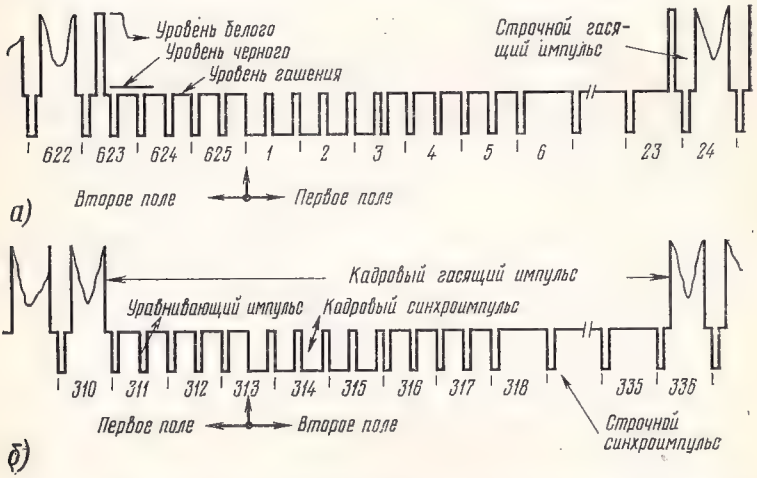


Рис. 1.1. Стандартные видеосигналы положительной полярности: *а*) в начале каждого первого поля; *б*) в начале каждого второго поля

щих — 4,7 мкс. Импульсы синхронизации передаются в области ниже уровня черного. Введение уравнивающих импульсов (частота следования их равна $2f_c$, а длительность — 2,35 мкс) и нескольких кадровых синхронизирующих импульсов вместо одного широкого кадрового импульса[1]) обеспечивает идентичные условия работы устройств синхронизации полукадров при передаче четных и нечетных строк и непрерывность работы строчной синхронизации во время полукадровых импульсов.

Кроме того, ГОСТ нормирует основные параметры системы местного телевизионного вещания. Ширина радиоканала 8 МГц. Сигнал изображения передает-

[1]) Кадровые импульсы синхронизации можно рассматривать как один импульс, разделенный врезками на пять импульсов.

ся методом амплитудной модуляции с частичным подавлением нижней боковой полосы частот (рис. 1.2). Радиосигнал звукового сопровождения передается методом частотной модуляции с максимальной девиацией ±50 кГц и номинальной шириной полосы частот 0,25 МГц. Расстояние между несущими частотами сигналов изображения и звукового сопровождения составляет 6,5 МГц.

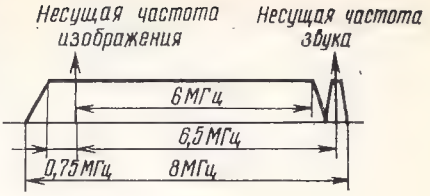


Рис. 1.2. Радиоканал телевизионного вещания

В США, Канаде, Японии и других странах используются стандарты на 525 строк (60 полукадров, номинальная ширина видеоканала 4,3 МГц); в большинстве стран Западной Европы — стандарты на 625 строк (50 полукадров, ширина видеоканала 5,0 МГц). Во Франции и Бельгии имеется также стандарт на 819 строк (50 полукадров, ширина видеоканала 10 МГц).

В современных системах цветного телевидения многоцветное изображение разлагается в передающей телевизионной камере на три одноцветных изображения, называемых цветоделенными. Они соответствуют основным цветам: красному *R*, зеленому *G* и синему *B*. Эти три цвета являются основными цветами приемного устройства. Однако передаются не сигналы, соответствующие этим трем цветам, а сигналы яркости и цветности изображения, образуемые из этих трех сигналов. Сигнал яркости создает нормальное черно-белое изображение и обеспечивает передачу необходимого числа градаций яркости передаваемого изображения. Он получается путем сложения в определенном соотношении сигналов основных цветов в пересчетной схеме передающего устройства. Цветность изображения передается с помощью двух цветоразностных сигналов. Передавая информацию о цвете с помощью сигналов яркости и цветности системы цветного телевидения (ЦТВ) обеспечивают совместимость черно-белого и цветного телевидения, а следовательно, возможность приема передач цветного изображения в черно-белом виде на черно-белых телевизорах, приема черно-белых передач на цвет-

ных телевизорах и возможность передачи сигналов ЦТВ по каналам, обеспечивающим передачу черно-белого телевидения.

Сигнал яркости E'_Y передается в той же полосе частот, что и черно-белый видеосигнал. Полоса частот, необходимая для каждого из двух цветоразностных сигналов $E'_R—E'_Y$ и $E'_B—E'_Y$, в несколько раз меньше полосы частот, необходимой для передачи сигнала яркости, так как в мелких деталях (менее 5—6 элементов изображения) глаз плохо различает цвета. Каждый цветоразностный сигнал передается на поднесущей частоте в области частот примерно 4,0 МГц. Таким образом, сигнал цветности представляет собой одну или две цветовые поднесущие частоты, промодулированные тем или иным способом двумя цветоразностными сигналами.

Системы ЦТВ (NTSC, PAL и SEKAM) отличаются, главным образом, способом модуляции цветовой поднесущей частоты цветоразностными сигналами. В системе СЕКАМ (последовательная передача цветов с памятью), в СССР и во Франции, применяемый видеосигнал содержит сигналы цветного изображения и сигналы синхронизации и гашения. Последние не отличаются от таковых в видеосигнале черно-белого телевидения. Согласно стандарту (ГОСТ 19432—74) сигнал цветного изображения образуется из сигнала яркости, сигнала цветности и сигнала цветовой синхронизации (опознавания строк). Сигнал яркости $E'_Y=0{,}299E'_R+0{,}587E'_G+0{,}114E'_B$ формируется из видеосигналов трех основных цветов, подвергнутых предварительной гамма-коррекции: красного E'_R, зеленого E'_G и синего E'_B. Сигнал яркости передается в каждой строке и практически не отличается по своему спектральному составу от сигнала изображения черно-белого телевидения. Сигнал цветности состоит из двух сигналов, передаваемых поочередно, через строчку. Каждый из этих сигналов представляет собой напряжение поднесущей частоты, промодулированное по частоте цветоразностным сигналом.

Два цветоразностных видеосигнала $D'_R=-1{,}9(E'_R-E'_Y)$ и $D'_B=1{,}5(E'_B-E'_Y)$ модулируют поднесущие частоты 4406,25±2 кГц и 4250,00±2 кГц соответственно. Номинальные значения цветовых поднесущих частот (при отсутствии модуляции) равны $282f_c$ и $272f_c$.

Цветоразностные сигналы D'_R и D'_B до воздействия на поднесущие частоты проходят через цепи предварительной низкочастотной коррекции; при этом составляющие цветоразностных сигналов в области частот ниже 30 кГц ослабляются по сравнению с составляющими в области 500—1000 кГц примерно на 9 дБ, а в области 100 кГц — примерно на 6 дБ. Спектр частот цветоразностных сигналов выше 1500 кГц ограничивается фильтром нижних частот (рис. 1.3*а*). Номинальное значение

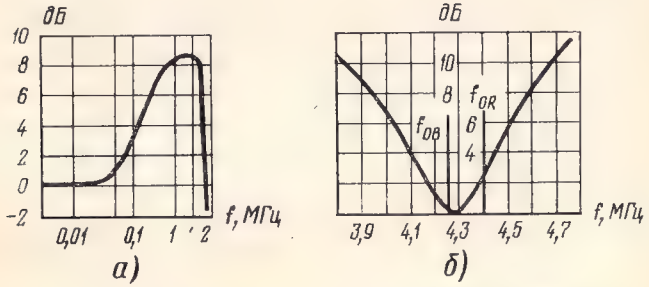


Рис. 1.3. Характеристики цепей предварительной коррекции цветоразностных сигналов:
а) низкочастотной с фильтром ограничения спектра; *б*) высокочастотной

девиации поднесущей частоты 4406,25 кГц, равное —280 кГц, соответствует значению сигнала $D'_R=1$ при $E'_R=0{,}75$, $E'_G=0$; $E'_B=0$. Для поднесущей частоты 4250,0 кГц номинальное значение девиации, равное 230 кГц, соответствует $D'_B=1$ при $E'_R=0$, $E'_G=0$, $E'_B=0{,}75$. В результате предыскажения, усиливающего верхние частоты видеосигнала, до модуляции сигналы D'_R и D'_B имеют выбросы, во время которых максимальные значения девиаций поднесущих соответственно равны: +350 и —506 кГц в строках с сигналом D'_R; +506 и —350 кГц в строках с сигналом D'_B.

Для уменьшения видности помехи от цветовой поднесущей на экране черно-белого телевизора начальная фаза каждой цветовой поднесущей коммутируется на 180° в каждом следующем поле, а также в одной строке из каждых трех (или фаза коммутируется на 180° в каждом следующем поле и в каждых трех последующих строках). При этом в каждой строке цветовая

поднесущая должна начинаться либо с одной и той же, либо с противоположной фазы. Для повышения помехоустойчивости изображения, а также для ослабления помехи от цветовых поднесущих на экранах черно-белых телевизоров сигнал цветности до сложения с сигналом яркости приходит через цепь высокочастотной амплитудной коррекции, характеристика которой показана на рис. 1.3*б*. В телевизоре компенсация действия устройств низкочастотной и высокочастотной коррекции осуществляется с помощью специальных цепей. Номинальный размах цветовой поднесущей при передаче белого и черного равен 23% от размаха сигнала яркости (от уровня гашения до уровня белого). Полный сигнал ЦТВ при передаче испытательных цветовых полос 75%-ной яркости приведен на рис. 1.4*а*, а его параметры — в табл. 1.1.

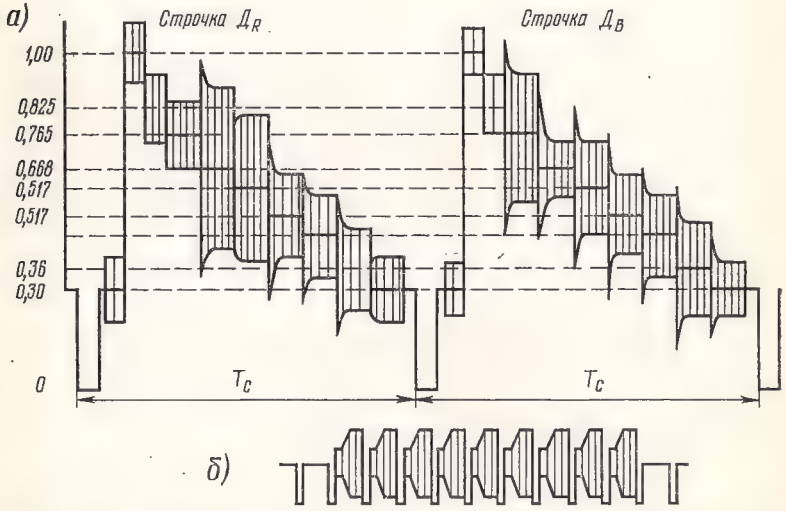


Рис. 1.4. Стандартные сигналы цветного телевидения в двух смежных строках при передаче цветных полос 75%-ной яркости

Сигналы цветовой синхронизации, предназначенные для обеспечения синфазной работы коммутаторов передающей камеры и телевизора, передаются в течение девяти строк во время прохождения полукадрового гасящего импульса каждого поля и представляют собой пакеты поднесущей, модулированные по частоте последо-

Таблица 1.1

Цвет полосы	Сигнал D_R			Сигнал D_B		
	Размах, мВ	Девиация, кГц	Частота, кГц	Размах, мВ	Девиация, кГц	Частота, кГц
Белый	214	0	4406	167	0	4250
Серый	214	0	4406	167	0	4250
Желтый	183	—46	4360	363	—230	4020
Голубой	476	280	4686	169	78	4328
Зеленый	432	234	4640	280	—152	4098
Пурпурный	212	—234	4172	211	152	4402
Красный	252	—280	4126	212	—78	4172
Синий	252	46	4452	277	230	4480
Черный	214	0	4406	167	0	4250

Примечание. Размах сигнала яркости принят равным 1 В.

вательно через строку сигналами D'_R (номинальный размах 540 мВ) и D'_B (500 мВ). Форма этих сигналов показана на рис. 1.4*б*.

В системе NTSC передаются сигнал яркости и два цветоразностных сигнала, которые являются производными от сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Используется метод квадратурной модуляции поднесущей частоты $f_0 = \frac{1}{2} 455 f_c \approx 3570{,}5$ кГц. В балансных модуляторах цветоразностные сигналы одновременно модулируют два напряжения поднесущей частоты f_0, сдвинутые по фазе на 90°. Результирующий сигнал цветности можно рассматривать как один модулированный по амплитуде и фазе сигнал. В телевизоре применено синхронное детектирование, для чего на задней площадке строчного гасящего импульса передается пакет колебаний поднесущей частоты f_0 с опорной фазой, с помощью которого обеспечивается синхронизация при демодуляции сигнала в телевизоре.

Система PAL отличается от NTSC тем, что фаза одной из составляющих цветовой поднесущей изменяется от строки к строке на 180°, а сигналы цветности двух соседних строк суммируются. В системе PAL используется сдвиг цветовой поднесущей на четверть строки, $f_0 = (284 + \frac{1}{4}) f_c + \frac{1}{2} F_{\text{полей}} = 4433618{,}75$ Гц.

1.2. Спектральный состав и распределение мощности реальных видеосигналов

Реальные видеосигналы имеют импульсный характер. Это определяется скачкообразным изменением яркости на границах двух объектов изображения с различной освещенностью, а также системой сигналов синхронизации. Частотный спектр реальных видеосигналов ограничивается рядом причин, в частности, конечными размерами сечений электронных лучей телевизионных трубок. Несмотря на самые различные виды передаваемых изображений, спектральная структура всех черно-белых видеосигналов имеет вполне определенный характер. Это объясняется тем, что преобразование изображений в электрические сигналы связано с процессом развертки, который в основном и определяет спектральную структуру сигнала.

Рассмотреть спектр черно-белого видеосигнала проще в случае передачи неподвижного, т. е. неменяющегося во времени изображения. Соответствующий такому изображению видеосигнал будет периодической функцией времени. При прогрессивной развертке изменение яркости вдоль строки разложения будет повторяться с частотой кадров $F_к$. Время прохождения кадра обозначим $T_к = 1/F_к$. Если время, используемое для развертки сигнала вдоль одной строки, обозначим $T_р$, а время обратного хода луча к началу следующей строки $T_з$, то период частоты строк $T_с$ будет равен $T_с = T_р + T_з$. Практически $T_р \approx 0{,}82T_с$, а $T_з \approx 0{,}18T_с$. Функцию изменения яркости вдоль первой строки изображения обозначим $B_1(x)$, а соответствующую ей временну́ю функцию изменения тока видеосигнала — $f_1(t)$ (рис. 1.5*а*).

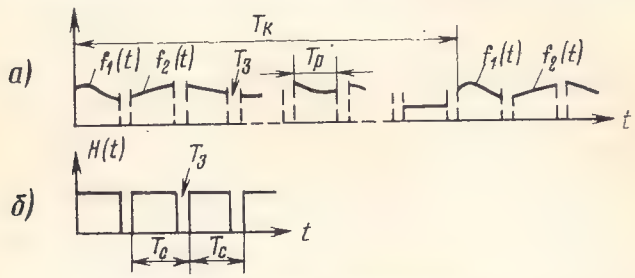


Рис. 1.5. Функция сигнала изображения (*а*) и $H(t)$-функция (*б*)

Очевидно, что $f_1(t)$ существует лишь в те отрезки времени, когда развертывающий луч прочерчивает первую строку изображения, т. е.

$$f_1(t) = \begin{cases} f_1(t) \text{ при } pT_к \leqslant t \leqslant pT_к + T_с - T_з; \\ 0 \text{ при } pT_к \geqslant t \geqslant pT_к + T_с - T_з; \ p=0,1,2... \end{cases} \quad (1.1)$$

Аналогично для какой-либо i-й строки имеем $B_i(x)$ и

$$f_i(t) = \begin{cases} f_i(t) \text{ при } pT_к + (i-1)T_с \leqslant t \leqslant pT_к + iT_с - T_з; \\ 0 \text{ при } pT_к + (i-1)T_с \geqslant t \geqslant pT_к + iT_с - T_з. \end{cases} \quad (1.2)$$

Все функции $f_i(t)$ имеют общий период повторения $T_к$ и поэтому могут быть представлены рядами Фурье вида

$$f_i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_{in} \cos(n\Omega_к t + \varphi_{in}), \quad (1.3)$$

где $\Omega_к = 2\pi/T_к$ — круговая частота кадров.

Предположим, что время обратного хода луча $T_з = 0$. Тогда суммарный сигнал, соответствующий передаче яркостей всей строк изображения, равен сумме сигналов $f_i(t)$:

$$f'(t) = \sum_{i=1}^{i=z} f_i(t) = \sum_{1=1}^{i=z} \left[\sum_{n=0}^{\infty} A_{in} \cos(n\Omega_к t + \varphi_{in}) \right], \quad (1.4)$$

где z — число строк разложения.

Поскольку сумма таких косинусоидальных рядов представляет также косинусоидальный ряд, то можно записать, что

$$f'(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_к t + \varphi_n). \quad (1.5)$$

Наличие гасящих импульсов строчной развертки изображения приводит к периодическим разрывам функции $f'(t)$, как это видно из рис. 1.5*а*. Чтобы учесть эти разрывы в реальном сигнале, когда $T_з \neq 0$, достаточно умножить $f'(t)$ на функцию $H(t)$ (рис. 1.5*б*).

Очевидно, что

$$H(t) = \begin{cases} 1 \text{ при } pT_с \leqslant t \leqslant pT_с - T_з; \\ 0 \text{ при } pT_с - T_з \leqslant t \leqslant pT_с; \ p = 1,2... \end{cases} \quad (1.6)$$

Умножение $f'(t)$ на $H(t)$ не влияет на сигнал во время прохождения строки и «гасит» сигнал во время передачи импульса гашения. Функция $H(t)$ является периодической функцией частоты строк и поэтому может быть представлена рядом Фурье

$$H(t) = \varepsilon + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cos(m\omega_c t + \varphi_m), \qquad (1.7)$$

где $\varepsilon = 1 - T_з/T_c \approx 0{,}78$; $\varphi_m = m\pi\varepsilon$; $\omega_c = 2\pi/T_c$.

Умножая $f'(t)$ на $H(t)$, получаем выражение для видеосигнала без импульсов синхронизации:

$$f(t) = f'(t)H(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_к t + \varphi_n) \times$$

$$\times \left[\varepsilon + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cos(m\omega_c t + \varphi_m)\right]. \qquad (1.8)$$

Из выражения (1.8) следует, что при передаче неподвижного изображения видеосигнал обладает линейчатым (дискретным) спектром частот. Он содержит составляющие с низкими частотами $n\Omega_к$ (гармоники кадровой частоты), гармоники частоты строк $m\omega_c$ и боковые составляющие $(m\omega_c \pm n\Omega_к)$, а также постоянную составляющую величины $A_0\varepsilon$.

При чересстрочной развертке изображения (рис. 1.6) место частоты кадров в спектре занимает частота полукадров (полей), равная $2F_к$. Спектры сигналов различных неподвижных изображений имеют одинаковый частотный состав и отличаются амплитудами и фазами отдельных частотных составляющих. При изменении изображения амплитуды и фазы составляющих изменяются во времени, т. е. модулируются, приобретая свои боковые частоты, а постоянная составляющая превращается в «среднюю составляющую», содержащую частоты от нуля до нескольких герц.

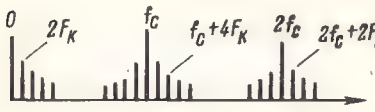


Рис. 1.6. Схема спектра видеосигнала при чересстрочной развертке

Исходя из свойств рядов Фурье, можно сделать вывод, что амплитуды составляющих $m\omega_c$, $n\Omega_к$ должны

убывать с увеличением частоты, а амплитуды составляющих $(m\omega_с+n\Omega_к)$ и $(m+1)\omega_с-\Omega_к$ должны убывать по мере удаления от $m\omega_с$ и $(m+1)\omega_с$ соответственно. Очевидно, что наиболее быстрое изменение амплитуд будет иметь место в нижней части спектра. Импульсы синхронизации строк и кадров также будут иметь спектры с частотами $m\omega_с$ и $n\Omega_к$ соответственно.

Результаты экспериментальных исследований распределения мощности черно-белых видеосигналов по спектру (рис. 1.7*а*) показали следующее[1]:

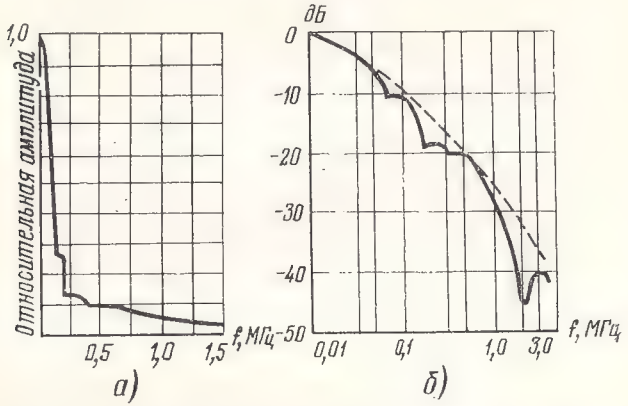


Рис. 1.7. Распределение средних относительных амплитуд (*а*) и средних уровней (*б*) составляющих видеосигнала по спектру

1) почти вся мощность черно-белых видеосигналов сосредоточена в области частот от 0 до 1,5 МГц, причем основная мощность сигнала находится в области частот ниже 200—300 кГц;

2) перепад уровней составляющих сигнала (рис. 1.7*б*) достигает 38—40 дБ, причем в области частот от 0 до 200 кГц изменение уровней происходит быстро и составляет 20 дБ;

3) в области частот ниже 500 кГц четко обнаруживается концентрация энергии в узких областях спектра вокруг гармоник частоты строк.

[1] А. К. Оксман. Спектр телевизионного сигнала. Научно-технический сборник. Выпуск 4(6). Дальняя связь. Л., 1955.

В серединах промежутков между соседними гармониками mf_c и $(m+1)f_c$ мощность сигнала ничтожно мала.

Возможность передачи сигналов ЦТВ в полосе частот черно-белого видеосигнала основана на использовании относительно «пустых» промежутков спектра черно-белого видеосигнала для передачи основной мощности цветовой информации. Рассмотрим спектральный состав одной из поднесущих. Определим спектр частот только коммутируемой в начале каждой третьей строки (еще не модулируемой) поднесущей частоты. Для простоты положим, что частота поднесущей имеет номинальное значение и является гармоникой частоты строк. Напряжение поднесущей частоты (рис. 1.8*а*) прерывается через строку (рис. 1.8*б*). Изменение фазы через две строки можно представить как результат перемножения напряжения (рис. 1.8*б*) на функцию $f(t)=f'(t)-f''(t)$ (рис. 1.8*в*). Функции $f'(t)$ и $f''(t)$ (рис. 1.8*г*, *д*) могут быть представлены в виде рядов, например:

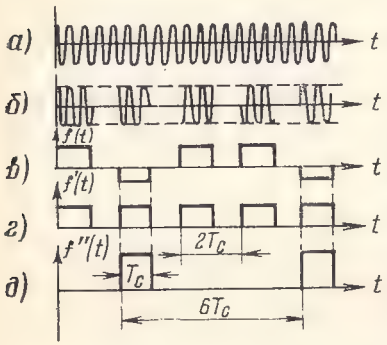


Рис. 1.8. Представление процесса коммутации напряжения цветовой поднесущей частоты

$$f'(t)=C'_0+\sum_{n=1}^{\infty}C'_n\cos n\omega'\left(t-\frac{\tau}{2}\right),$$

где $\tau=T_c$, $\omega'=\pi/T_c$; $C'_0=1/2$, $C'_n=\frac{2}{n\pi}\sin\frac{n\pi}{2}$.

Спектр частот функции $f'(t)$ содержит только нечетные гармоники полустрочной частоты ($f_c/2$, $3f_c/2$). Период функции $f''(t)$ в 3 раза больше, ее спектр содержит гармоники частоты $f_c/6$, а $C''_0=1/3$ и гармоники частоты строк отсутствуют (в реальном сигнале слабые ее гармоники имеют место, так как $\tau=57$ мкс, а $T_c=64$ мкс). Идеализированный спектр коммутируемой поднесущей содержит слабый остаток самой поднесущей (пропорциональный $C_0=C'_0-C''_0=1/6$) и не содер-

жит составляющих, совпадающих с гармониками nf_c сигнала яркости. Изменение фазы в начале каждого поля усложняет спектр, добавляя составляющие, удаленные на $\pm\kappa \cdot 50$ Гц от каждой из частот $nf_c/6$.

Определим реальную ширину спектра цветовых поднесущих. Модулированное напряжение поднесущей частоты ω_0 (при частоте модулирующего сигнала Ω) можно представить в следующем виде:

$$u_1(t) = U_1 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = U_1 \{I_0(m) \sin \omega_0 t + I_1(m) [\sin(\omega_0 + \Omega) t - \sin(\omega_0 - \Omega) t] + I_2(m) [\sin(\omega + 2\Omega) t + \sin(\omega - 2\Omega) t] + \ldots\},$$

где $m = \Delta\omega_m/\Omega$ — индекс модуляции; $\Delta\omega_m$ — величина девиации; $I_0(m)$, $I_1(m)$, $I_2(m)$ — функции Бесселя первого рода.

Поскольку индекс модуляции для составляющих видеосигнала с частотами выше $(5—6)f_c$ уже мал ($m \ll 1$), то достаточно учитывать только члены с $I_0(m) \approx 1$ и $I_1(m) \approx m/2$. Таким образом, ширина реального спектра частот модулированной поднесущей не превосходит удвоенную ширину спектра цветоразностных видеосигналов. Практически почти вся мощность цветоразностных сигналов находится в области частот 3,7—4,9 МГц.

1.3. Полоса частот, необходимая для высококачественной передачи видеосигналов

Важнейшей характеристикой качества телевизионного изображения является четкость, которая определяет возможность передачи мелких деталей изображения. Различают четкость в вертикальном и в горизонтальном направлениях. Четкость по вертикали определяется числом строк разложения и размерами развертывающего пятна. Из 625 строк разложения примерно 50 строк используются для передачи двух полукадровых гасящих импульсов и 575 — для передачи самого изображения.

Середина развертывающего пятна (луча) не всегда точно совпадает с серединами передаваемых мелких элементов изображения. Это приводит к уменьшению примерно на 15—20% среднего числа различимых по вертикали элементов, т. е. к уменьшению четкости по вертикали до $n_в = 575\ (0{,}8—0{,}85) = 460—490$ элементов.

Четкость по горизонтали зависит не только от размеров и формы лучей передающей и приемной трубок,

071786

но и от рабочей полосы частот тракта передачи сигналов. Желательно, чтобы четкость по горизонтали была не меньше четкости по вертикали. Так как ширина изображения составляет 4/3 от его высоты, то по горизонтали должно воспроизводиться $n_т = 4n_в/3 = 635$ элементов. Время передачи одной строки $T_с = 64$ мкс. Примерно 18% этого времени используется для передачи строчного гасящего импульса. Следовательно, на передачу одного элемента изображения может быть отведено время $t_1 \approx 0{,}82(64/635) = 0{,}083$ мкс. Если длительность перехода от белого к черному (и наоборот) на изображении не превышает этой величины, то ширина перехода на изображении будет не больше ширины одного элемента разложения и переход будет восприниматься глазом как скачкообразное изменение яркости. Поэтому рабочая полоса частот тракта передачи видеосигналов должна обеспечивать передачу видеоимпульсов с временем нарастания порядка 0,083 мкс.

Предположим, что имеется идеализированный видеотракт (рис. 1.9) с граничной частотой F_m, обеспечиваю-

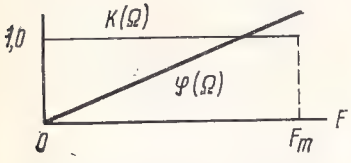


Рис. 1.9. Характеристики идеализированного видеотракта

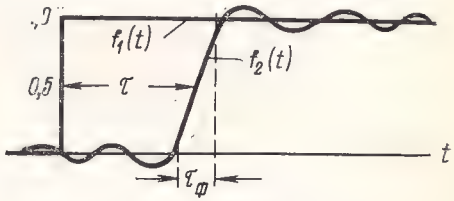


Рис. 1.10. Переходный процесс на выходе идеального видеотракта

щий прохождение без искажений всех составляющих видеосигнала от нулевой частоты до F_m и не пропускающий составляющие выше F_m. Для такого тракта коэффициент передачи

$$\begin{cases} K(\Omega) = 1 \text{ и } \varphi(\Omega) = \tau\Omega, \text{ если } \Omega \leqslant \Omega_m; \\ K(\Omega) = 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m. \end{cases}$$

Практически возможно осуществить характеристики, лишь в известной мере приближающиеся к идеализированным. Допустим, что на вход тракта подан единичный скачок напряжения (рис. 1.10) с бесконечно крутым фронтом. Такой сигнал можно представить интегралом

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{\sin \Omega t}{\Omega} d\Omega. \qquad (1.9)$$

На выходе идеального видеотракта с граничной частотой F_m появится сигнал (рис. 1.10)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \frac{\sin \Omega (t-\tau)}{\Omega} d\Omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \operatorname{Si}[\Omega_m (t-\tau)]. \qquad (1.10)$$

Выходной сигнал представляет собой функцию интегрального синуса, которая вычисляется с помощью специальных таблиц. Скорость нарастания выходного сигнала будет максимальной в момент времени $t=\tau$ и равна Ω_m/π. Если бы скорость нарастания выходного сигнала была неизменной и равной Ω_m/π в течение всего времени нарастания сигнала от 0 до 1, то время нарастания сигнала определялось бы из выражения

$$\tau_\Phi \Omega_m/\pi = 1 \text{ или } \tau_\Phi = 1/2F_m.$$

В действительности (рис. 1.10) за время τ_Φ сигнал успевает измениться от 0,05 до 0,95 от своего установившегося значения, равного единице. При необходимости обеспечить $\tau_\Phi \approx 0{,}083$ мкс эффективно передаваемая полоса частот для видеотракта должна составлять $F_m \approx \approx 1/2\tau_\Phi = 10^6/2 \cdot 0{,}083 \approx 6{,}0$ МГц.

Таким образом, требуемая полоса частот для передачи видеосигналов определяется числом строк разложения. Увеличение числа строк без соответствующего расширения видеотракта может только ухудшить горизонтальную четкость по сравнению с вертикальной.

2

ГЛАВА

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

2.1. Краткие сведения о магистральных коаксиальных кабелях

На магистралях большой протяженности используются, главным образом, кабели типа КМБ-4 (рис. 2.1),

содержащие четыре коаксиальные пары диаметром 2,6/9,4 мм и пять симметричных четверок, и типа КМБ-8, содержащие восемь коаксиальных пар диаметром 2,6/9,4 мм, шесть тонких коаксиальных пар 1,2/4,6 мм и симметричные пары. Тонкие коаксиальные пары предназначены для работы систем на 1020 или

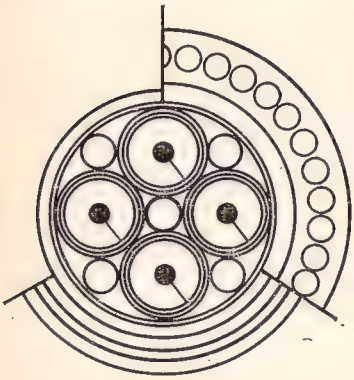


Рис. 2.1. Конструкция кабеля КМБ-4

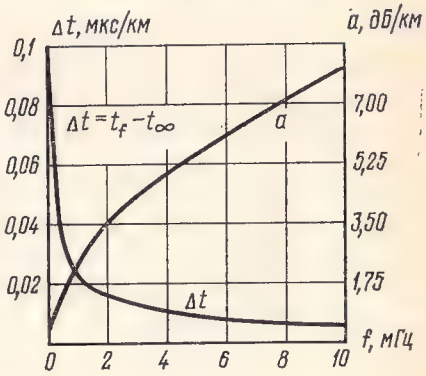


Рис. 2.2. Характеристики коаксиального кабеля с внутренним и внешним проводниками диаметром 2,6 и 9,4 мм соответственно

1300 каналов ТЧ. Километрическое затухание коаксиальной пары 2,6/9,4 мм на частоте 1 МГц составляет примерно 2,48 дБ/км. С увеличением частоты затухание кабеля возрастает пропорционально $\sqrt{f}$, следовательно, $\alpha \approx 2{,}48\sqrt{f_{\text{МГц}}}$ дБ/км. Время распространения колебаний в кабеле при увеличении частоты быстро уменьшается в области частот до 2 МГц, значительно медленнее в области частот до 10 МГц и совсем незначительно в области частот выше 10 МГц (рис. 2.2).

За рубежом используются различные типы коаксиальных кабелей с парами стандартного диаметра (2,6/9,4 мм). Например, в США применяются восьмипарные, а в последние годы 22-парные кабели для системы связи L-5. Во Франции, кроме коаксиальных кабелей с парами стандартного диаметра, используются кабели с парами большого диаметра (5/18 мм). В связи с расширением рабочего диапазона частот выше 60 МГц (до 200 МГц в близком будущем)

имеется тенденция использовать пары большего диаметра, чтобы расстояние между усилителями не было слишком малым.

2.2. Системы передачи с одним каналом ТВ

Передача ТВ сигналов по коаксиальным кабелям стала возможной после разработки линейных усилителей, способных компенсировать затухание кабеля в необходимой для передачи телевизионного сигнала полосе частот. При передаче сигналов ТЧ такие усилители позволяли использовать либо всю полосу рабочих частот, либо ее нижнюю часть в зависимости от линейности и мощности усилителей. Это позволило создать системы с универсальным высокочастотным трактом, по которому можно было передавать либо многоканальный сигнал[1], либо сигнал ТВ.

Первой системой с универсальным трактом была американская система L-1, разработанная в начале 40-х годов. С помощью этой системы по коаксиальной паре можно организовать либо 600 каналов ТЧ, либо один канал в спектре частот от 0,2 до 3,1 МГц при несущей частоте ТВ сигнала 0,311 МГц (рис. 2.3*а*). Ши-

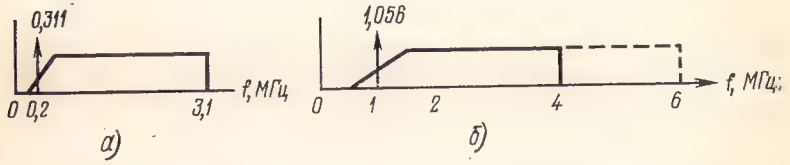


Рис. 2.3. Линейные спектры частот ТВ сигналов:
а) системы L-1; *б)* системы с граничной частотой 4 и 6 МГц

рина передаваемой полосы видеочастот составляла 2,8 МГц. В 50-х годах в Великобритании, ФРГ и других странах Западной Европы были разработаны системы с универсальным высокочастотным трактом, рассчитанные на организацию 900—960 каналов ТЧ в полосе от 60 кГц до 4,1 МГц или одного канала ТВ в полосе частот от 0,556 до 4,0 или до 6,0 МГц при несу-

[1] Многоканальным сигналом будем называть суммарный сигнал, образованный в линейном спектре частот при передаче различных (телефонных, телеграфных, передачи данных и др.) сигналов по каналам ТЧ.

щей частоте ТВ сигнала 1056 кГц (рис. 2.3*б*). Эти системы нормализованы МККТТ. В дальнейшем число каналов ТЧ в таких системах увеличивалось до 1200—1260.

Системы с универсальным трактом получили распространение, хотя и не лишены существенных недостатков. Для обеспечения резервирования участков линейного тракта требуется не менее трех коаксиальных пар в каждом направлении. Телевизионный сигнал передается в области низких частот (от 0,5 и даже от 0,3 МГц). Поскольку в области частот ниже 2,0 МГц фазовые искажения кабеля весьма значительны, реализация фазовой коррекции ТВ канала затруднена.

Создание систем с одновременной передачей по линейному тракту сигналов ТЧ и телевидения стало возможным после разработки линейных усилителей, работающих в более широком спектре частот, чем спектр частот видеосигнала. Так, в отечественной системе К-1920 и в американской системе L-3 линейный спектр частот простирается до 8,5 МГц и имеет ширину порядка 8,2 МГц. Система L-3 позволяет организовать 1860 каналов ТЧ или 600 каналов ТЧ и один канал ТВ в спектре частот от 3,64 до 8,5 МГц при линейной несущей частоте ТВ сигнала 4,139 МГц (рис. 2.4*а*). Сис-

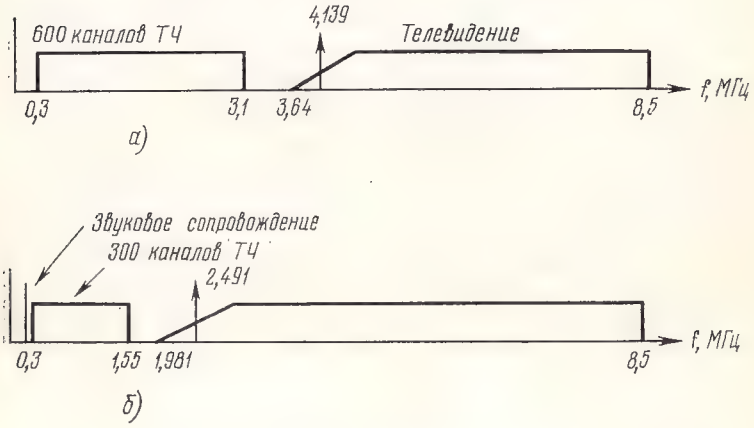


Рис. 2.4. Линейный спектр частот:
а) системы L-3; *б*) системы К-1920

тема связи К-1920 и ее усовершенствованный вариант К-1920У позволяют организовать по двум коаксиальным парам 300 каналов ТЧ и двустороннюю передачу телевидения (с исходным спектром частот от 50 Гц до 6,0 МГц) или 1920 каналов ТЧ. Кроме того, в системе предусмотрена возможность организации специального канала для передачи сигнала звукового сопровождения в спектре частот 273,03—288 кГц. Линейный спектр частот системы К-1920 показан на рис. 2.4*б*.

В 60-х годах в Англии, ФРГ, Японии и других странах были разработаны системы с линейным спектром частот до 12,5 МГц, в которых предусматривался канал для передачи видеосигналов с исходным спектром до 5,0—5,5 МГц. Такие системы нормализованы МККТТ. Телевизионный канал организуется в спектре частот от 6,3 до 12,3 МГц; несущая частота ТВ сигнала (рис. 2.5) равна 6,799 МГц. Одновременно с ТВ

Рис. 2.5. Линейный спектр частот нормализованной МККТТ системы с верхней частотой 12,3 МГц

каналом можно организовать 1200 каналов ТЧ в спектре частот от 0,312 до 5,564 МГц (или 2700 каналов ТЧ без канала ТВ).

Системы с одновременной передачей сигналов ТЧ и телевидения обладают рядом преимуществ. Они значительно экономичнее систем с поочередной передачей сигналов; при наличии четырех коаксиальных пар позволяют обеспечить 100%-ное резервирование каналов ТЧ и ТВ; значительно облегчена фазовая коррекция ТВ канала.

В настоящее время разработана отечественная транзисторизированная система К-3600, позволяющая организовать 3600 каналов ТЧ в линейном спектре частот 0,812—17,6 МГц или 1800 каналов ТЧ, один канал телевидения, канал звукового сопровождения и два канала вещания (рис. 2.6*а*).

Сигналы телевидения в исходном спектре видеочастот (50 Гц — 6,0 МГц) можно передавать на небольшие расстояния (20—30 км). Осуществить передачу видео-

сигнала в этом спектре на дальние расстояния трудно по следующим причинам: коаксиальные пары на низких частотах слабо защищены от влияния промышленных сетей переменного тока, корректирование частотных характеристик (затухания и группового времени) затруднено, и, кроме того, отсутствуют видеоуси-

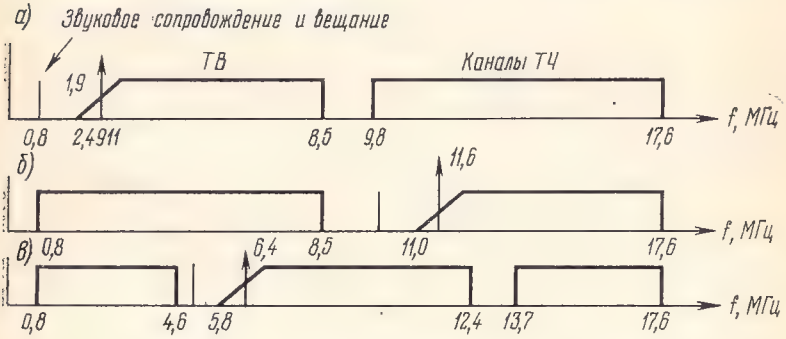


Рис. 2.6. Варианты размещения ТВ сигнала в линейном спектре частот системы К-3600

лители с достаточно высокой стабильностью и линейностью. Поэтому исходный видеосигнал на передающей станции преобразуется в линейный сигнал, пригодный для передачи по линейному тракту системы связи.

В кабельных системах передача ТВ сигналов производится методом амплитудной модуляции. Способы передачи ТВ сигналов с помощью ИКМ известны, но они требуют слишком большую полосу частот на один канал (свыше 70 МГц) и пока еще экономически невыгодны. При используемом в системах методе модуляции наибольшую экономию рабочего спектра частот удалось бы получить, передавая одну боковую полосу частот модулированного сигнала аналогично тому, как это принято при передаче сигналов ТЧ. Однако при передаче ТВ сигнала практически невозможно выделить одну боковую полосу частот из спектра частот модулированного сигнала, так как расстояние между боковыми полосами составляет всего 100 Гц. Поэтому применяется способ передачи модулированного сигнала с несимметричными боковыми полосами, при котором одна боковая полоса частот передается полностью, а вторая бо-

ковая полоса передается частично и содержит только мощные составляющие, расположенные вблизи от линейной несущей частоты ТВ канала (см. § 2.3). Таким образом, при передаче видеосигналов с полосой рабочих частот до 6,0 МГц рабочая полоса частот линейного сигнала составляет 6,6 МГц.

При выборе линейного спектра частот канала ТВ в системах с универсальным линейным трактом исходят из следующих соображений. Поскольку групповое время распространения сигналов с понижением частоты быстро возрастает (см. рис. 2.2), передавать сигнал ТВ в области частот ниже 500 кГц нецелесообразно. Кроме того, чем ниже начинается линейный спектр сигнала ТВ, тем труднее выполнить полосовой фильтр, включаемый после первого демодулятора в приемном устройстве (см. § 2.3) и подавляющий остаток тока несущей частоты.

В системах совместной передачи сигналов ТЧ и ТВ (К-1920, L-3, V-2700 и др.) фазовая коррекция канала ТВ значительно облегчается благодаря повышению нижнего края линейного спектра частот ТВ сигнала. В системе К-1920 ширина линейного спектра составляет примерно 8200 кГц, причем для канала ТВ отводится 6600 кГц, а для 300 каналов ТЧ — 1236 кГц. Между линейными спектрами этих сигналов остается промежуток шириной 340 кГц. Поскольку спектр каналов ТЧ размещается между спектрами каналов ТВ и звукового сопровождения, то на приемной стороне сравнительно просто выполнить разделение этих сигналов. В системе К-3600 ширина линейного спектра составляет примерно 16,8 МГц, что объясняется необходимостью организации 3600 каналов ТЧ. В этой системе возможны три варианта размещения ТВ сигнала канала в линейном спектре частот (рис. 2.6). Реализованный на практике вариант, соответствующий передаче ТВ сигнала на несущей частоте 2491 кГц, имеет ряд достоинств:

облегчается разделение сигналов ТВ, звукового сопровождения и вещания;

линейный спектр ТВ сигнала совпадает со спектром ТВ сигнала К-1920, что облегчает транзит ТВ сигналов между системами;

вследствие меньшей мощности флуктуационных шумов в нижней части линейного спектра частот системы уровень передачи ТВ сигнала может быть ниже, что

уменьшает взаимные нелинейные помехи в каналах ТЧ; сравнительно просто реализуется гармонический корректор в области частот 1,9—8,5 МГц.

Недостатком этого варианта является необходимость фазовой коррекции в канале ТВ. Но сами корректоры в этом диапазоне частот удобнее выполнить, чем в области частот выше 8,5 МГц. При передаче сигналов ТВ в области 11,0—17,6 МГц (рис. 2.6*б*) разделение сигналов более сложное и повышаются требования к линейности усилителей, так как в этом случае сигнал ТВ требуется передавать с более высоким уровнем, что повышает нелинейные помехи в каналах ТЧ. При таком варианте передачи затрудняется транзит в систему К-1920, значительно усложняется выполнение гармонического корректора.

Вариант передачи сигнала ТВ в средней части линейного спектра, где фазовые искажения невелики, заманчив облегчением фазовой коррекции. В части влияния нелинейности тракта он занимает среднее место между двумя рассмотренными выше вариантами. Недостатком этого варианта являются большое число разделительных фильтров и неудобство выполнения транзита в систему К-1920.

В системах с одним каналом ТВ линейная несущая частота ТВ сигнала располагается в нижней части линейного спектра частот. Это объясняется, прежде всего, спектральным распределением флуктуационных шумов магистрали. Если линейные усилители были бы идеальны, то на выходе системы имел бы место только флуктуационный шум самого кабеля. В этом случае шум определялся бы по линейному спектру в соответствии с частотной характеристикой усилительного участка, т. е. пропорционально $\sqrt{f}$. Шумы реальных усилителей сказываются больше в нижней части линейного спектра. Поэтому в средней и верхней частях линейного спектра частотная характеристика шумов подобна характеристике затухания участка кабеля, и с увеличением частоты шум на выходе магистрали возрастает. Визуальный эффект шумов слабее, если большая часть мощности шумов приходится на область верхних видеочастот (см. гл. 5), следовательно, при размещении несущей частоты ТВ сигнала в нижней части его линейного спектра уменьшается взвешенная мощность шума в ТВ канале. Стабильность усилителей с увеличением частоты пони-

жается вследствие уменьшения глубины обратной связи. Основная мощность ТВ сигнала сосредоточена в области частот $f_л \pm 300$ кГц. Поэтому обеспечивается лучшая стабильность величины сигнала на выходе тракта. При этом сигналы цветности будут находиться в верхней части линейного спектра. Они передаются методом ЧМ и менее чувствительны к нестабильностям остаточного затухания тракта. При расположении несущей частоты в нижней части ТВ канала в линейный спектр частот попадают ее гармоники. Однако благодаря высокой линейности усилителей и наличию устройств предыскажения ТВ сигнала помехи от гармоник несущей частоты достаточно слабы.

2.3. Преобразование спектра сигнала ТВ в системах с одним каналом ТВ. Структурная схема аппаратуры преобразования сигналов

Схема преобразования ТВ сигнала на передающей и приемной сторонах определяется, прежде всего, линейным спектром частот телевизионного сигнала. В системе К-1920 (и тем более в системах с универсальным линейным трактом) спектры частот исходного видеосигнала и линейного сигнала в большой мере перекрывают друг друга. Перемещение ТВ сигнала из спектра видеочастот в спектр линейных частот практически невозможно осуществить с помощью одной ступени модуляции. Поэтому на передающей стороне используются две ступени модуляции, а на приемной — соответственно две ступени демодуляции. На рис. 2.7 приведена схема преобразования спектров в аппаратуре К-1920. Напряжение видеосигнала (0,05—6000 кГц) модулирует напряжение первой линейной несущей частоты $f_1 = 15{,}509$ МГц (рис. 2.7*а*). Из спектра частот модулируемого сигнала на выходе модулятора фильтр передачи выделяет нижнюю боковую полосу частот и часть верхней боковой полосы (9,509—16,109). Этот спектр в дальнейшем будем называть «промежуточным». В результате преобразования частоты во втором модуляторе (с помощью второй несущей частоты 18,0 МГц) сигнал переносится из промежуточного спектра частот в линейный спектр частот и далее выделяется формирующим фильтром, имеющим кососимметричную характеристику

коэффициента передачи в области частот 1,891—3,091 МГц (рис. 2.7*б*). На выходе этого фильтра выделяется модулированный сигнал с линейной несущей частотой $f_л = f_2 - f_1 = 2491{,}1$ МГц.

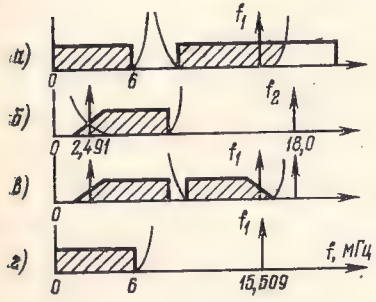


Рис. 2.7. Преобразование спектров на оконечных ТВ станциях системы К-1920

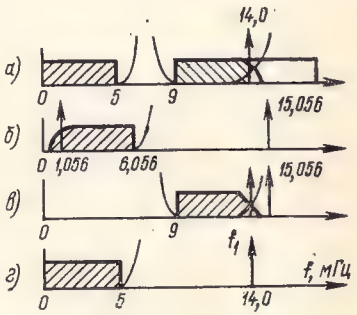


Рис. 2.8. Преобразование спектров в системе с линейным спектром частот до 6 МГц

На приемной стороне сигнал преобразуется в обратном порядке. В первом демодуляторе модулированный ТВ сигнал взаимодействует с током местной несущей частоты f_2 и переносится в промежуточный спектр частот (рис. 2.7*в*). Окончательно этот сигнал демодулируется во втором демодуляторе, представляющем собой синхронный преобразователь частоты (рис. 2.7*г*). Преобразование сигнала в системе К-3600 производится аналогичным образом, только значения несущих частот f_1 и f_2 повышаются на 0,5 МГц (16,009 и 18,5 МГц соответственно).

Схема преобразования спектров в нормализованной МККТТ системе с линейным спектром частот до 6,0 МГц приведена на рис. 2.8. Формирование сигнала с несимметричными боковыми полосами в такой системе осуществляется полосовыми фильтрами передачи и приема в равной степени—каждый фильтр вносит на частоте 14,0 МГц затухание на 3 дБ больше, чем в полосе пропускания. Это облегчает выполнение полосового фильтра приемного устройства, который должен в достаточной мере подавить остаток тока несущей частоты f_2, создающего после демодуляции помеху частоты $f_л = f_2 - f_1$ в видеосигнале. Поскольку затухание фильтра

на частоте 14,0 МГц в этом случае может быть на 3 дБ выше, чем в середине полосы пропускания, то удается получить большее затухание на частоте $f_2 = 15{,}056$ МГц.

В тракты приема некоторых систем включается дополнительный узкополосный режекторный фильтр, подавляющий остаток несущей частоты f_2. Чтобы обеспечить необходимое качество ТВ каналов, характеристики передающего и приемного фильтров строго нормируются во всей рабочей полосе частот.

В системах с линейным спектром до 12,5 МГц (CEL-8A в Англии, V-2700 в ФРГ и др.) спектр видеочастот ограничен частотой 5,5 МГц, а линейный спектр ТВ канала простирается от 6,3 до 12,3 МГц. Поэтому спектры видеосигнала и линейного сигнала не перекрываются, что позволяет использовать на передающей стороне одну ступень модуляции на несущей частоте 6,799 МГц (рис. 2.9). В этих системах сигнал полностью

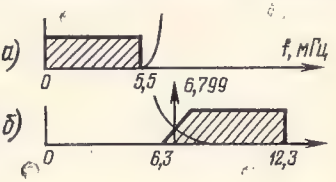


Рис. 2.9. Схема модуляции ТВ сигнала в системе с линейным спектром до 12 МГц

формируется на передающей стороне. В системе L-3 видеосигнал преобразуется в линейный сигнал также с помощью одной ступени модуляции. Однако модулятор (см. гл. 12) в этой системе значительно сложнее, так как имеется некоторое перекрытие спектров видеосигнала и линейного сигнала.

В современных системах передачи по коаксиальному кабелю используются синфазные (синхронные) демодуляторы. Синхронный прием позволяет устранить так называемые квадратурные искажения формы передаваемых видеосигналов, обусловленные несимметричностью боковых полос модулированных ТВ сигналов. Линейные детекторы применялись в первых системах связи, работавших с небольшой глубиной модуляции сигнала. (Благодаря простоте и малой стоимости линейный детектор применяется в телевизорах, но допуски на искажения формы сигналов здесь значительно выше, чем в ТВ каналах.)

Синфазный демодулятор представляет собой преобразователь частоты, на один вход которого подается мо-

дулированный сигнал, а на второй вход — напряжение местной несущей частоты, совпадающее по фазе с достаточной точностью (2—3°) с напряжением несущей частоты самого модулированного сигнала. Синхронный прием сигналов позволяет работать при большой глубине модуляции (свыше 100%), что обеспечивает лучшее использование мощности усилителей линейного тракта и повышает отношение сигнал/шум на выходе ТВ канала.

На рис. 2.10 приведены структурные схемы передающего и приемного устройств ТВ канала системы К-1920. На вход передающего устройства поступает ви-

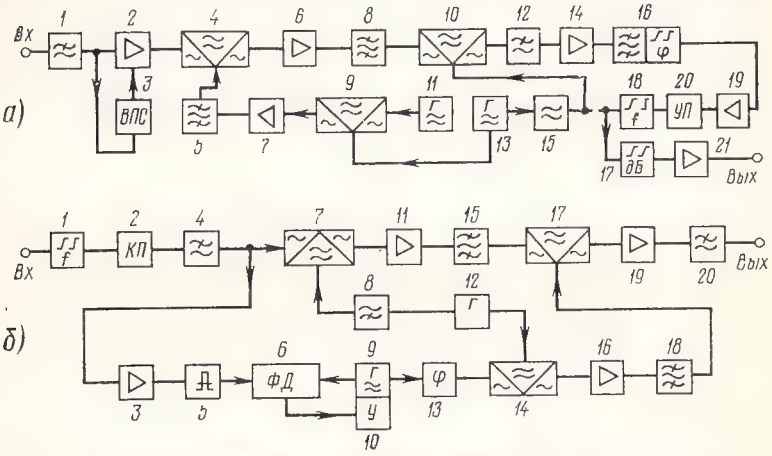


Рис. 2.10. Структурные схемы передающего (*а*) и приемного (*б*) устройств системы К-1920

деосигнал, размах которого составляет 0,5 В (видеосигнал, поступающий из аппаратной телецентра на вход передающей станции, имеет размах 1 В). Спектр рабочих частот видеосигнала ограничивается фильтром нижних частот *1* до 6 МГц. Постоянная составляющая видеосигнала восстанавливается с помощью специальной схемы ВПС, подключенной к входу оконечного каскада видеоусилителя *2*. Затем видеосигнал поступает на один вход модулятора *4*, на второй вход которого подается напряжение первой несущей частоты 15,509 МГц от генераторного устройства. Модулированный сигнал после усилителя *6* выделяется полосовым фильтром пе-

редачи *8* и поступает на второй модулятор *10*. Необходимая глубина модуляции сигнала (150%) устанавливается разбалансировкой первого модулятора *4*. Фильтр нижних частот *12* выделяет сигнал нижней боковой полосы частот (1891—8491 кГц) и подавляет остаток второй несущей частоты, имеющийся на выходе второго модулятора. После усилителя *14* сигнал поступает на формирующий фильтр *16*, содержащий также общий для передающего и приемного устройств фазовый корректор. Формирующий фильтр имеет кососимметричную характеристику коэффициента передачи в области частот 2491±600 кГц. Сформированный линейный сигнал усиливается и проходит через устройство предварительного искажения *20*, ослабляющее ток несущей частоты $f_л$ = =2491,1 кГц, и наиболее мощные составляющие боковых полос вблизи $f_л$. После подчисточного корректора *17* и усилителя передачи *21* усиленный до уровня передачи ТВ сигнал складывается с сигналом звукового сопровождения и подается в линию.

Устройство генерации несущих частот f_1=15,509 МГц и f_2=18,0 МГц содержит два независимых генератора: высокостабильный кварцевый генератор *11*, вырабатывающий ток частотой $f_л$=2491,1 кГц, и менее стабильный кварцевый генератор *13*, вырабатывающий ток частотой f_2=18 МГц. В результате взаимодействия этих токов на выходе смесителя *9* появляется ток частотой f_1, который после усиления выделяется фильтром *5* и подается на первый модулятор.

В приемном устройстве линейный ТВ сигнал (отделенный от сигнала звукового сопровождения) проходит через подчисточный корректор *1*, корректор предварительного искажения *2* и фильтр нижних частот *4*, устраняющий помехи в области частот выше линейного спектра. В первом демодуляторе *7* с помощью напряжения местной несущей частоты f_2 сигнал переносится в спектр промежуточных частот, усиливается усилителем *11* и выделяется полосовым фильтром приема *15*. Окончательная демодуляция сигнала происходит во втором демодуляторе *17*. Снимаемый с его выхода видеосигнал усиливается видеоусилителем *19*, проходит через фильтр нижних частот *20*, подавляющий помехи в области частот выше полосы частот видеосигнала, и поступает в аппаратную телецентра.

Синхронная демодуляция сигнала обеспечивается применением во втором демодуляторе либо схемы с синхронизируемым местным генератором, либо схемы, выделяющей ток несущей частоты из линейного сигнала с целью его использования для получения несущей частоты f_1 в генераторах приемного устройства. Выбор схемы синхронизирования при демодуляции сигнала зависит, в частности, от принятой в системе связи глубины модуляции линейного ТВ сигнала. На рис. 2.11 при-

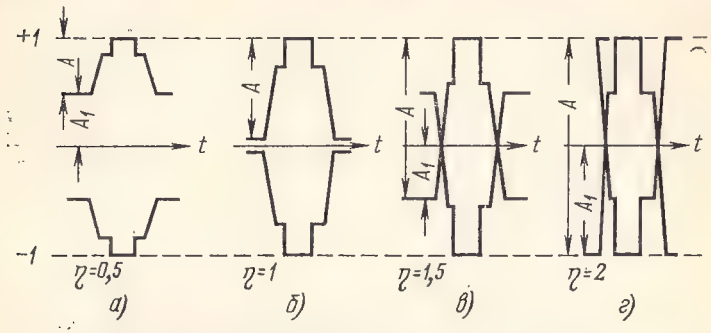


Рис. 2.11. Схематическое изображение огибающих модулированного сигнала при разной глубине модуляции:
а) 50%; *б*) 100%; *в*) 150%; *г*) 200%

ведены модулированные ТВ сигналы при различной глубине модуляции (без учета искажений «огибающей» за счет несимметричности боковых полос). Глубину модуляции удобно оценивать величиной

$$\eta = \frac{\text{размах огибающей}}{\text{амплитуда модулированного сигнала}}.$$

При глубине модуляции $\eta = 0{,}5$ (или $m = 50\%$) линейный сигнал содержит мощный ток несущей частоты (рис. 2.11*а*). Увеличение глубины модуляции до $\eta = 1$ (рис. 2.11*б*) достигается путем более глубокой балансировки тока несущей частоты на выходе первого модулятора. При этом модулированный сигнал еще содержит ток несущей частоты, по величине соответствующий постоянной составляющей передаваемого видеосигнала. Балансировка несущей частоты до нулевого значения приведет к небольшой перемодуляции ($\eta \approx \approx 1{,}2$). Чтобы довести глубину модуляции до 150—

200% ($\eta = 1{,}5$—$2{,}0$), необходимо разбалансировать первый модулятор в противоположном направлении, изменяя фазу тока несущей частоты на обратную. Поэтому в сильно перемодулированном сигнале мощность тока несущей частоты также значительна. Спектры сигнала с глубиной модуляции до 100% ($\eta \leqslant 1$) и перемодулированного сигнала (при одинаковом размахе огибающей) отличаются лишь амплитудой и знаком фазы тока несущей частоты (рис. 2.12). «Привязка» постоянной составляющей позволяет фиксировать уровни синхроимпульсов видеосигнала, поступающего на первый модулятор, а следовательно, фиксировать и размах модулированного сигнала. Поэтому согласно рис. 2.11 можно записать, что $A_1 + A = \text{const}$ (A_1 — отрицательно при перемодуляции). Согласно определению $\eta = A/(A_1 + A)$. Если принять $A_1 + A = 1$, то $A = \eta$; $A_1 = 1 - \eta$. В системе К-1920 предусмотрена работа с глубиной модуляции $\eta = 1{,}5$ (150%, рис. 2.11*в*).

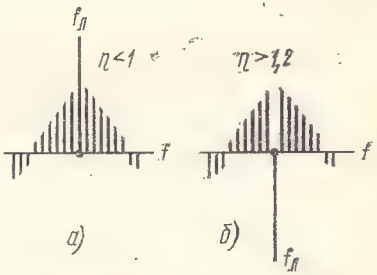


Рис. 2.12. Схематическое изображение спектров сигнала при глубине модуляции менее 100% (*а*) и при значительной перемодуляции (*б*)

С входа первого демодулятора *7* часть мощности сигнала ответвляется на устройства синфазирования несущих частот (рис. 2.10*б*). Схема генерации несущих частот по построению аналогична такой же схеме в передающем устройстве, но вместо независимого генератора частоты $f_л$ в ней имеется генератор *9* частоты $f_л = 2491{,}1$ кГц, который синхронизируется напряжением линейной несущей частоты, содержащимся в линейном телевизионном сигнале. Амплитудный селектор 5 выделяет часть линейного сигнала во время передачи синхроимпульсов, также содержащего ток линейной несущей частоты. В результате взаимодействия этого тока с током синхронизируемого генератора *9* на выходе фазового детектора *6* появляется напряжение, управляющее частотой синхронизируемого генератора *9* с помощью управляющего элемента *10*. Таким образом поддерживается жесткая связь по фазе между напряжением линейной несущей частоты передаваемого сиг-

нала и напряжением на выходе генератора *9*. С помощью фазовращателя *13* вручную устанавливается необходимая синфазность несущих частот на входах второго демодулятора. В состав оборудования системы К-3600 синхронизируемый генератор не входит, поэтому ток линейной несущей частоты выделяется из принимаемого сигнала (см. гл. 11).

Оконечные телевизионные устройства, выпущенные различными фирмами для систем с линейным спектром частот до 6 МГц, отличаются своим промежуточным спектром частот и схемой обеспечения синхронной демодуляции сигнала. На рис. 2.13 показан вариант при-

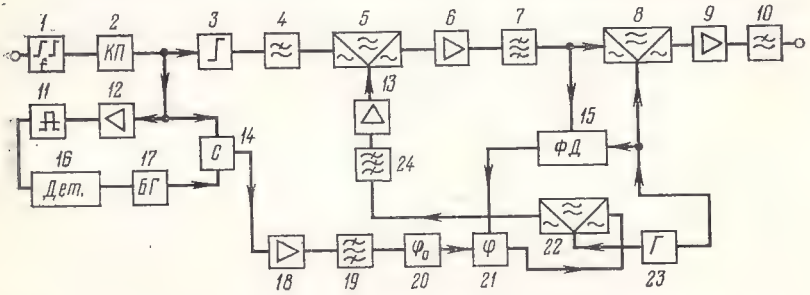


Рис. 2.13. Структурная схема приемного устройства с кварцевым фильтром для выделения несущей частоты

емного устройства с кварцевым фильтром, не содержащего синхронизируемый генератор. В этом устройстве часть мощности линейного сигнала после корректора предыскажения *2* ответвляется на устройство выделения несущей частоты. Линейный сигнал подается на усилитель *12*, а затем на амплитудный селектор *11* и детектор *16*, где из него выделяются импульсы синхронизации. Последние поступают на мультивибратор или блокинг-генератор *17*, выходные импульсы которого длительностью в 2 мкс используются для стробирования линейного сигнала. На выход стробирующего устройства *14* поступает лишь часть линейного сигнала, соответствующая моментам прохождения импульсов синхронизации строк.

Ток на выходе стробирующего устройства содержит составляющие с частотами $f_л$ и $f_л \pm mf_с$. С помощью узкополосного кварцевого фильтра *19* выделяется ток ли-

нейной несущей частоты $f_л$, который поступает в устройства генерации несущих частот f_1 и f_2. Схема генерации несущих частот содержит местный генератор *23* частоты f_1, преобразователь *22*, фильтр *24* частоты f_2 и усилитель *13*.

Поскольку имеется некоторая нестабильность во времени фазовой характеристики фильтра *19*, то фаза выделенного напряжения частоты $f_л$ может сравнительно медленно изменяться во времени. Для компенсации этих фазовых сдвигов используется электромеханический фазорегулятор *21*, работающий следующим образом. Ток несущей частоты f_1 от генератора *23* и ток несущей частоты f_1 сигнала, поступающий на вход второго демодулятора *8*, взаимодействуя, создают на выходе фазового детектора *15* напряжение либо одной, либо другой полярности. Это напряжение, воздействуя на фазорегулятор *21*, корректирует фазу напряжения частоты $f_л$ на входе преобразователя *22* в необходимом направлении.

Синфазность устанавливается с помощью ручного фазорегулятора *20*. Такая схема синфазирования может удовлетворительно работать при глубине модуляции до 150—160%. Известны и другие схемы синфазирования со стробирующим устройством и узкополосным фильтром. В системах с линейным спектром до 12,5 МГц также используются схемы синфазирования либо с синхронизируемым генератором (например, в системе 8TR331 фирма «Филлипс»), либо с кварцевым фильтром (например, в системе V-2700), работающие на линейной несущей частоте 6799 кГц.

На рис. 2.14*а* показана схема выделения несущей частоты, в которой часть модулированного сигнала поступает на вход демодулятора *2*, а другая часть — на вход стробирующего устройства *6*. Демодулированный видеосигнал с выхода приемного устройства ответвляется на усилитель *14*. С помощью амплитудного селектора *13* выделяются импульсы синхронизации, которые синхронизируют блокинг-генератор *12* (собственная частота блокинг-генератора ниже частоты строк и он не синхронизируется управляющими импульсами двойной строчной частоты).С выхода блокинг-генератора импульсы длительностью 2 мкс через формирователь *11* поступают на стробирующее устройство *6*. На выходе последнего появляются пакеты сигналов линейной несущей час-

тоты длительностью 2 мкс и частотой следования $f_{строк}$. В состав этих сигналов входят токи частоты $f_л$ и $f_л \pm \pm mf_c$. Кварцевый фильтр *7* выделяет ток несущей частоты $f_л$, который через фазорегуляторы *8*, *9* и усилитель *5* поступает на демодулятор сигнала *2*. Температурные фазовые сдвиги фильтра *7* компенсируются фазорегулятором *8*, который автоматически управляется постоянным током фазового детектора *10*.

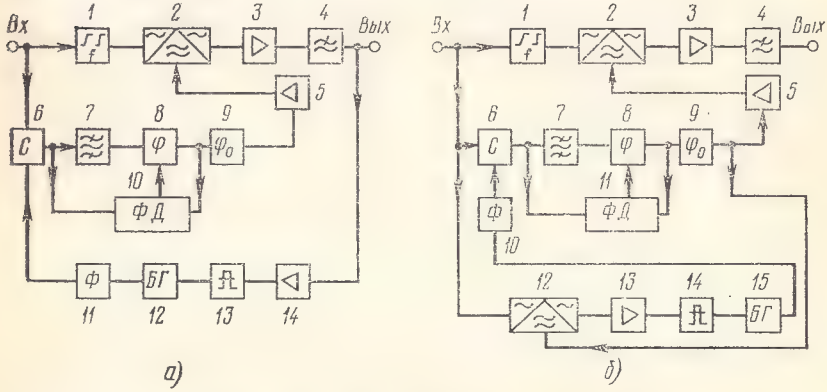


Рис. 2.14. Варианты схем синфазирования в приемном устройстве: *а*) без дополнительного демодулятора; *б*) с дополнительным демодулятором

Правильная полярность выделенной линейной несущей частоты устанавливается во время передачи первого (после начала передачи) гасящего импульса кадров (в это время полярность несущей частоты неизменна) и далее поддерживается непрерывной синхронизацией блокинг-генератора синхроимпульсами демодулированного видеосигнала. Синфазность несущих частот на входах демодулятора *2* устанавливается с помощью ручного фазовращателя и далее поддерживается автоматически. Импульсы, синхронизирующие блокинг-генератор, могут быть получены и с помощью отдельного демодулятора *12*, как это показано на рис. 2.14*б*. При наличии двух ступеней демодуляции сигнала в приемном устройстве такая схема более удобна. Положительным качеством схем, приведенных на рис. 2.14, является возможность синхронизации при глубине модуляции свыше 150% (до 200%). Недостатком схем является труд-

ность синхронизации при передаче испытательных сигналов, не содержащих импульсов гашения кадров.

При термостатировании узкополосного фильтра и достаточно стабильной линейной несущей частоте имеется возможность выполнить схему выделения несущей частоты без автоподстройки, работающую надежно при передаче любых видов сигналов, в том числе и сигналов, содержащих только строчные импульсы синхронизации (см. гл. 11). Узкополосный фильтр выделяет ток несущей частоты из последовательности радиоимпульсов длительностью порядка 2 мкс с частотой следования $f_c = 15\,625$ имп/с. Частота заполнения равна $f_л$. В этой последовательности радиоимпульсов, кроме тока частоты $f_л$, содержатся токи вида $f_л \pm m f_c$, которые должны быть в достаточной мере отфильтрованы. Последовательность радиоимпульсов единичной амплитуды может быть представлена как

$$u(t) = F(t)\cos(2\pi f_л t),$$

где

$$F(t) = \frac{\tau}{T_c} + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cos(m\omega_c t + \varphi_m);$$

$$\tau \approx 2\cdot 10^{-6}\ \text{с};\quad T_c = 64\cdot 10^{-6}\ \text{с};\quad A_m = \frac{2}{m\pi}\sin\frac{m\pi\tau}{T_c}.$$

Амплитуда выделяемого напряжения несущей частоты $f_л$ равна $U_0 = \tau/T_c \approx 0{,}031$. Амплитуды боковых составляющих примерно такой же величины и спадают очень медленно. Например: $U_{\omega_л \pm \omega_c} = \frac{1}{2}\frac{2}{\pi}\sin\frac{2\pi}{64} \approx 0{,}0310$; $U_{\omega_л \pm 3\omega_c} \approx 0{,}0308$; $U_{\omega_л \pm 15\omega_c} \approx 0{,}021$ и т. д.

Для удовлетворительной работы демодулятора требуется, чтобы помехи, сопутствующие току несущей частоты, были ослаблены, по крайней мере на 50—55 дБ узкополосным фильтром, выделяющим ток несущей частоты.

В американской системе L-3 при глубине модуляции 200% используется схема синфазирования, содержащая местный сихронизируемый генератор. Синхронизация производится на частоте второй гармоники $2f_л$ (см. гл. 12). При таком способе синхронизации демодулированный видеосигнал на выходе приемного уст-

ройства может иметь как положительную, так и отрицательную полярность. Поэтому после демодулятора включается специальное устройство — поляризатор сигнала, автоматически устанавливающее неизменную полярность видеосигнала на своем выходе.

Способ синхронизации на частоте второй гармоники $2f_л$ может быть использован при передаче без линейной несущей частоты (последняя полностью сбалансирована на выходе модулятора). При удвоении частоты линейного сигнала (не содержащего ток частоты $f_л$) образуется ток частоты $2f_л$ за счет взаимодействия боковых частот $f_л+mf_с$ и $f_л—mf_с$, а также $f_л+nF_к$ и $f_л—nF_к$. Продукты взаимодействия каждой пары боковых $|2f_л|$ складываются практически синфазно и результирующий ток частоты $2f_л$ может быть использован для синхронизации местного генератора по его второй гармонике.

Проектируя оконечную аппаратуру с двумя ступенями модуляции, важно правильно выбрать промежуточный спектор частот, чтобы облегчить выполнение фильтров передачи и приема, а также усилителей промежуточного спектра частот. Желательно чтобы промежуточные частоты были по возможности ниже. Кроме того, между верхней граничной частотой линейного спектра и нижней границей промежуточного спектра должен быть достаточно большой промежуток, позволяющий удовлетворительно выполнить фильтры, разделяющие эти спектры частот. Практически всегда целесообразно использовать нижнюю боковую полосу первой несущей частоты f_1.

2.4. Формирование сигнала в аппаратуре оконечных станций

При передаче модулированных сигналов с несимметричными боковыми полосами частотная и фазовая характеристики коэффициента передачи участка тракта от выхода первого модулятора до входа последнего демодулятора должны соответствовать соотношениям (см. гл. 6):

$$K_{\omega-\Omega}+K_{\omega+\Omega}=2K_{\omega};$$

$$\varphi_{\omega\pm\Omega}=(\omega+\Omega)\tau$$

в полосе частот от $(\omega-\Delta\Omega)$ до $(\omega+\Omega_m)$ при передаче верхней боковой полосы или от $(\omega-\Omega_m)$ до $(\omega+\Delta\Omega)$ при передаче нижней боковой полосы.

Процесс неполного подавления токов одной из боковых полос и установления необходимого соотношения коэффициентов передачи для боковых частот $(\omega+\Omega)$ и $(\omega-\Omega)$ будем называть «формированием» сигнала с несимметричными боковыми полосами, а область частот от $(\omega-\Delta\Omega)$ до $(\omega+\Delta\Omega)$ (рис. 2.15) — областью формирования сигнала. Величина остатка подавляемой боковой полосы $\Delta\Omega$ в современных системах составляет $0{,}1\Omega_m$ (10% от ширины передаваемой боковой полосы частот).

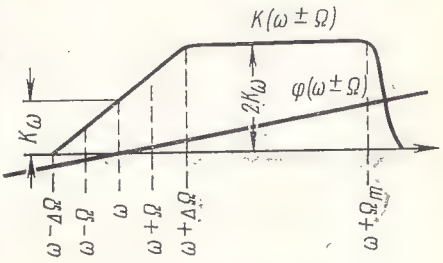


Рис. 2.15. Характеристики формирующего фильтра

Формирование сигнала может производиться с помощью полосового фильтра, включаемого после модулятора (на передаче), или перед демодулятором (на приеме), или обоими этими фильтрами, или с помощью специального формирующего фильтра в линейном спектре частот, как, например, в системе К-1920. Фильтры, формирующие сигнал, устанавливают необходимое соотношение амплитуд составляющих обеих боковых полос.

При передаче ТВ сигналов по эфиру на УКВ передатчике только подавляется часть боковой полосы частот, а формирование сигнала (до детектора) происходит в усилителе промежуточной частоты телевизора благодаря расположению промежуточной частоты сигнала на сгибе характеристики коэффициента передачи усилителя промежуточной частоты. Такой способ передачи позволяет упростить конструирование усилителя промежуточной частоты.

Рассмотрим, как влияют шумы канала при трех указанных способах формирования сигнала (на передающей стороне, на приемной стороне или частично на обеих сторонах). Если из полного модулированного сигнала (рис. 2.16*а*) выделить сигнал (рис. 2.16*б*), то этот выделенный сигнал еще не будет сформирован. Сформировать его можно с помощью одного фильтра,

если характеристика коэффициента передачи этого фильтра $K_1(f_1 \pm F)$ (рис. 2.16*в*) обеспечивает выполнение условия $K_1(f_1 - F) + K_1(f_1 + F) = 2K_1(f_1)$. Если формирование сигнала выполняется двумя одинаковыми фильтрами на передающей и приемной сторонах, то коэффициент передачи каждого фильтра должен быть равным $K_2(f_1 \pm F) = \sqrt{K_1(f_1 \pm F)}$, а коэффициент передачи на несущей частоте f_1 равен $1/\sqrt{2}$ (рис. 2.16*г*).

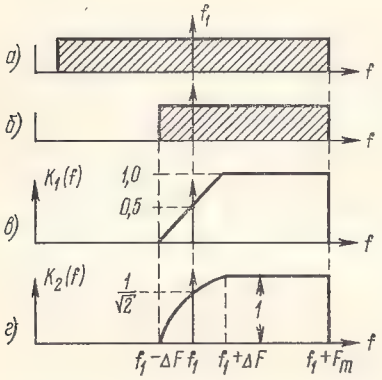


Рис. 2.16. Спектры частот сигнала и характеристики формирующих фильтров:
а) при двух боковых полосах; *б*) при несимметричных боковых полосах; *в*) при использовании одного фильтра; *г*) при использовании двух одинаковых фильтров

Формирование модулированного сигнала практически не изменяет коэффициент модуляции этого сигнала, поскольку изменение амплитуды тока несущей частоты и суммы амплитуд токов любой пары боковых полос происходит в одинаковой степени для мощных составляющих, находящихся в области формирования ($f_1 \pm \pm \Delta F$). Поскольку мощность составляющих видеосигнала в области выше 0,5 МГц сравнительно мала, то в модулированном сигнале составляющие сигнала, находящиеся за пределами области формирования ($f_1 \pm \Delta F$), практически не оказывают влияния на коэффициент модуляции сигнала в целом.

В трех рассматриваемых случаях формирования сигнала при одинаковом напряжении линейной несущей частоты на входе линии напряжения боковых составляющих будут отличаться так, как показано на рис. 2.17. Поэтому и влияние шумов канала будет разным в зависимости от выбранного способа формирования. Очевидно, что в видеоспектре (после демодуляции сигнала) отношение сигнал/шум будет меньшим при полном

формировании сигнала на приемной стороне и большим при полном формировании на передающей стороне.

В области видеочастот от нуля до $F=\Delta F$ шум канала складывается из шумов двух боковых полос. Исходя из этого, а также из закона сложения флуктуаци-

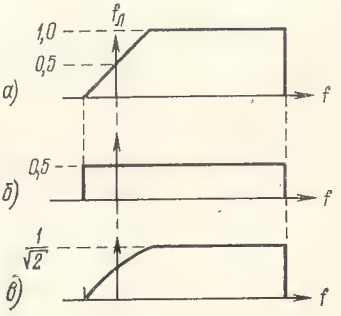


Рис. 2.17. Линейные сигналы при разных способах формирования:
а) в передающем устройстве; *б*) в приемном устройстве; *в*) в передающем и приемном устройствах

онных шумов, построены частотные характеристики относительной величины шумов для трех случаев формирования сигнала (рис. 2.18). Спектральное распределение шумов магистрали для простоты считаем равномерным.

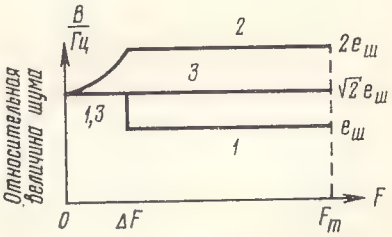


Рис. 2.18. Относительная величина помех при различных способах формирования:
1 — в передающем устройстве; *2* — в приемном устройстве; *3* — в передающем и приемном устройствах

Допустим, что на входе демодулятора напряжение шума канала составляет $e_ш$ В/Гц. Если сигнал сформирован на передающей стороне, то на выходе приемного устройства напряжение шума (рис. 2.18, кривая *1*) будет составлять $\sqrt{2}e_ш$ В/Гц в полосе от $F=0$ до $F=\Delta F$ и $e_ш$ В/Гц в полосе частот от $F=\Delta F$ до $F=F_m$. В случае полного формирования на приемной стороне напряжение шума на 1 Гц полосы (в области частот $\Delta F—F_m$) на выходе приемного устройства (рис. 2.18, кривая *2*)

будет $2e_ш$ В/Гц, поскольку в этом случае сигнал на выходе будет вдвое слабее и его следует вдвое усилить. При этом возрастет в два раза и напряжение шумов на 1 Гц полосы частот. В области частот от $F=0$ до $F=\Delta F$ напряжение шума на 1 Гц полосы составит $2e_ш\sqrt{[K_1(f_1-F)]^2+[K_1(f_1+F)]^2}$.

Если формирование производится одинаковыми фильтрами на передающей и приемной сторонах, то сигнал после демодуляции будет в $\sqrt{2}$ раз слабее, чем при формировании на передающей стороне, и его придется усилить в $\sqrt{2}$ раз. Поэтому напряжение шума в области частот $\Delta F—F_m$ будет составлять $\sqrt{2}\,e_ш$ В/Гц (рис. 2.18, кривая *3*), а в области частот от $F=0$ до $F=\Delta F$ оно также составит $e_ш\sqrt{2}\sqrt{[K_2(f_1-F)]^2+[K_2(f_1+F)]^2}=\sqrt{2}e_ш$, поскольку $K_2(f_1\pm F)=\sqrt{K_1(f_1\pm F)}$ и $K_1(f_1-F)+K_1(f_1+F)=1$ в полосе частот от $F=0$ до $F=\Delta F$.

Из сказанного следует, что выгоднее полностью формировать сигнал на передающей стороне. Частичное формирование при передаче и приеме облегчает выполнение полосового фильтра приемного устройства в системах с линейным спектром частот до 6,0 МГц. Применение его целесообразно в тех случаях, когда нижняя граница линейного спектра составляет всего 500 кГц или когда требуется подавить мешающие сигналы другого канала, расположенные вблизи области формирования.

2.5. Системы передачи с несколькими каналами ТВ

В настоящее время рабочий диапазон частот систем передачи по коаксиальному кабелю на 10 800 каналов ТЧ простирается до 60 МГц и имеется тенденция его дальнейшего расширения до 200 МГц и выше. Этому способствует применение кабелей большого диаметра (3,7/13,5, 5/18, 11/41 мм и др.). В системах связи с линейным спектром до 60 МГц предусматривается возможность организации шести каналов ТВ по выделенной коаксиальной паре или возможность организации каналов ТВ и ТЧ по общей коаксиальной паре. Опытная передача шести ТВ программ уже осуществлена в японской системе С-60М (см. гл. 12).

В 1973—1974 гг. в МКТТ поступили предложения ряда стран по размещению сигналов ТВ в линейном спектре частот систем на 10 800 каналов ТЧ (рис. 2.19*а*). Телевизионный сигнал в этом случае может располагаться в полосе частот двух соседних 900-канальных групп. Два сигнала ТВ можно расположить в полосе частот четырех четверичных групп.

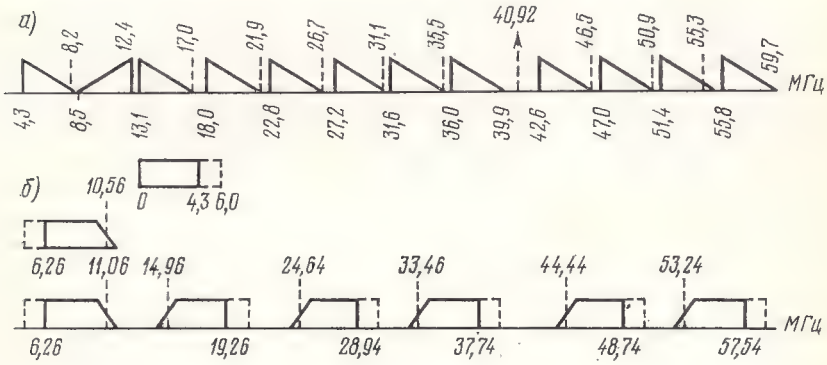


Рис. 2.19. Линейный спектр:
а) рекомендованный МККТТ для каналов ТЧ; *б*) шести каналов ТВ системы С-60М

Преобразование видеосигнала в линейный сигнал с помощью одной ступени модуляции практически нереально, поэтому требуется предварительная модуляция сигнала в спектре более низких промежуточных частот.

При построении линейного спектра частот каналов ТВ важно учитывать:

необходимость выделения любого сигнала ТВ совместно с сигналом ЗС в спектре промежуточных частот. Для этого требуются достаточно большие промежутки между линейными сигналами ТВ;

необходимость совместной передачи сигналов ТЧ и ТВ. При этом для исключения внятного перехода между каналами ТЧ, вызванного нелинейным взаимодействием токов канала ТЧ и несущих частот каналов ТВ, несущие частоты каналов ТВ не должны быть кратны 4 кГц. Передача без несущей частоты не исключает нелинейный внятный переход третьего порядка;

возможность уменьшения взаимных нелинейных помех каналами ТВ. Для этого мощные помехи не должны совпадать с несущими частотами (не должны вызывать фазовых отклонений несущей частоты) и располагаться близко от них;

возможность уменьшения фазовых искажений линейного тракта; поэтому желательно область линейных частот ниже 6 МГц не использовать для передачи телевидения, так как здесь больше сказываются нелинейность фазовой характеристики кабеля и фазовые искажения фильтров питания усилителей;

возможность использования генераторного оборудования каналов ТЧ для преобразования сигналов ТВ.

При выборе спектра промежуточных частот для канала ТВ следует учитывать необходимость совместного выделения сигнала ТВ и сигнала ЗС, разделения сигналов ТВ и ЗС, формирования сигнала ТВ, введение устройств коррекции характеристик каналов ТВ. Выбор промежуточного спектра в известной степени определяет сложность преобразовательных устройств и устройств переприема.

На рис. 2.19*б* приведен спектр частот каналов ТВ японской системы С-60М (пунктиром показаны границы каналов в случае передачи видеосигналов в полосе частот 6,0 МГц). Любой из шести каналов ТВ размещается в спектре частот двух 900-канальных групп. Промежуточный спектр частот выбран в области сравнительно низких частот (6260—11 060 кГц), что облегчает выделение каналов ТВ и введение коррекции в этой области частот. Перенос сигналов из промежуточного спектра частот в линейный осуществляется с помощью одной ступени модуляции. При этом используется генераторное оборудование каналов ТЧ. При таком способе построения спектров каналов ТВ затрудняется передача сигналов ЗС (в системе С-60М сигналы ЗС предполагается передавать в области частот 12 350—12 360 кГц). В системе С-60М не предусмотрен ВЧ транзит каналов ТВ в другие системы. При несущей частоте 10 560 кГц конструирование устройств гармонической коррекции в промежуточном спектре частот усложняется. С целью максимальной унификации генераторного оборудования каналов ТЧ и ТВ несущие частоты каналов ТВ приняты кратными 4 кГц. Поэтому для исключения внятного нелинейного перехода между канала-

ми ТЧ (второго порядка) требуется подавить остатки токов несущих частот, что усложняет конструирование модуляторов.

Вариант спектра, предложенный Францией, близок к японскому варианту, в нем несущие частоты сдвинуты на 1 кГц по отношению к гармоникам 4 кГц для исключения внятного перехода между каналами ТЧ.

Вариант построения линейного спектра, предложенный ФРГ в 1973 г., предлагает передачу двух сигналов ТВ в полосе частот четырех 900-канальных групп (рис. 2.20*а*). В качестве промежуточного спектра час-

Рис. 2.20. Линейные спектры, предложенные ФРГ (*а*) и фирмой «Филлипс» (*б*)

тот выбран линейный спектр частот канала ТВ системы связи V-2700 (6299—12 299 кГц) с несущей частотой 6799 кГц, что устраняет внятный нелинейный переход в каналах ТЧ и облегчает транзит в эту систему. Передача сигналов звукового сопровождения не предусмотрена. Условия для формирования сигнала ТВ лучше, чем в системе С-60М, но разделение сигналов ТВ сложнее. Вследствие одинакового расстояния между несущими частотами пар соседних каналов ТВ будет иметь место суммирование помех третьего порядка (например, $f_{л1}+f_{л4}-f_{л3}=f_{л2}$ и $f_{л1}+f_{л6}-f_{л5}=f_{л2}$) и совпадение их с несущей частотой другого канала ТВ.

Другой вариант линейного спектра частот канала ТВ с промежуточной несущей частотой 6799 кГц (рис. 2.20*б*) предложен фирмой «Филлипс». В этом варианте облегчено разделение каналов ТВ, можно ожидать меньшие фазовые искажения в нижнем канале ТВ (начало его спектра выше), но хуже взвешивание шумов в верхнем канале ТВ, поэтому потребуется повышение уровня передачи в последнем.

При выборе частотного плана каналов ТВ для отечественной системы на 10 800 каналов ТЧ важно предусмотреть передачу сигналов ЗС и совместную передачу сигналов ТЧ и ТВ.

Учитывая большую протяженность магистралей, следует обеспечить лучшие возможности для корректирования искажений линейного тракта в каждом канале ТВ с помощью корректоров, работающих в промежуточном спектре частот.

Промежуточный спектр частот каналов ТВ и ЗС целесообразно выбрать в полосе частот нижних двух 900-канальных групп (4,332—12,388 МГц). Сигнал ЗС лучше передавать в области частот ближе к 4,3 МГц (ниже сигнала ТВ). Это существенно облегчает разделение сигналов ТВ и ЗС (рис. 2.21*а* и 2.22*а*).

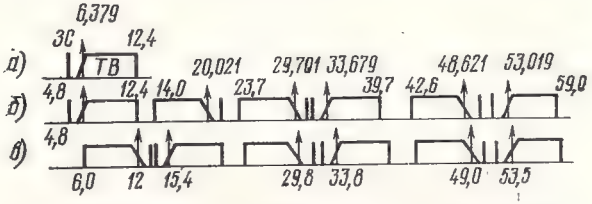


Рис. 2.21. Варианты линейных спектров при использовании одной соединительной линии ТЦ-МТС для всех каналов ТВ

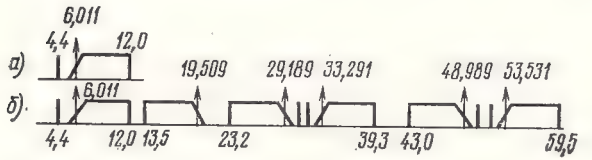


Рис. 2.22. Линейный спектр при передаче от ТЦ до МТС сигналов в промежуточном спектре частот

Для облегчения возможности ВЧ транзита сигналов ТВ в системы К-3600 и К-1920 промежуточная несущая частота должна быть связана с линейной несущей частотой (2491,1 кГц) этих систем. Целесообразно, чтобы промежуточная несущая частота была не ниже 6,0 МГц. Это существенно упрощает конструирование преобразователей частоты. С учетом сказанного промежуточная несущая частота может быть выбрана двумя способами:

а) $f_{\text{ПЧ}}=2491{,}1+\frac{2}{3}\cdot 2592=6379{,}1$ кГц (2491,1 кГц — линейная несущая частота канала ТВ, а 2592 кГц — частота задающего генератора каналов ЗС и вещания системы К-3600);

б) $f_{\text{ПЧ}}=2491{,}1+440\cdot 8=6011{,}1$ кГц (440 кГц — частота генераторного оборудования каналов ТЧ).

Преобразование видеосигнала в модулированный сигнал промежуточной частоты осуществляется с помощью двух ступеней модуляции. Целесообразные варианты линейных спектров для двух рассмотренных случаев приведены на рис. 2.21*б* и рис. 2.22*б*. Последний вариант предпочтительнее по ряду причин: при $f_{\text{ПЧ}}=6011{,}1$ кГц сигнал ТВ совместно с сигналом ЗС размещается в полосе частот двух 900-канальных групп; обеспечиваются лучшие условия для конструирования гармонического корректора, поскольку частота 6011,1 кГц практически равна граничной частоте видеосигнала; генераторное оборудование ТВ каналов в основном аналогично оборудованию каналов ТЧ.

Линейные спектры третьего и четвертого, а также пятого и шестого каналов ТВ взаимно инвертированы. Это облегчает разделение сигналов ТВ, так как расстояние между каналами ЗС двух соседних ТВ каналов может быть небольшим и уменьшает помехи в каналах ТЧ при совместной передаче сигналов ТВ и ТЧ. При совместной передаче сигналов наиболее мощными помехами в каналах ТЧ являются помехи от взаимодействия сигналов ТВ, поскольку уровень передачи канала ТВ значительно выше уровней передачи каналов ТЧ. Если расположение сигналов соответствует рис. 2.21 или рис. 2.22, то при совместной передаче средних двух сигналов ТВ и сигналов ТЧ наиболее мощные помехи второго порядка $f_{1\text{ТВ}}\pm f_{2\text{ТВ}}$ окажутся за пределами линейного спектра частот, а наиболее мощные помехи третьего порядка попадут только в каналы ТВ. Это облегчает требования к усилителям, и поэтому вариант совместной передачи двух средних сигналов ТВ и многоканальных сигналов имеет преимущество перед другими вариантами совместной передачи сигналов.

Выделение сигналов ТВ облегчается при передаче двух сигналов ТВ вместо четырех 900-канальных групп (рис 2.21*в*). Несмотря на то, что при таком варианте

усложняются преобразовательные устройства каналов ТВ, он может оказаться целесообразным при организации группы на 3600 каналов ТЧ.

3

ГЛАВА

ВЛИЯНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРАКТА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

3.1. Общие замечания

Линейные искажения тракта передачи приводят к перераспределению амплитуд и фаз составляющих сигнала на выходе тракта и, следовательно, к изменению формы передаваемых видеосигналов телевидения. Изменение формы передаваемых видеосигналов под действием линейных искажений зависит от того, в какой области видеочастот эти искажения возникают. Искажения в области самых низких видеочастот (ниже 1,0 кГц) будут влиять на форму импульсов большой длительности (импульсы длительностью порядка длительности поля, т. е. 10 мс и более), вызывая перекос их плоской части. Аналогичным образом искажения в области сотен килогерц будут воздействовать на форму импульсов с длительностью половины строки (25—30 мкс). Искажения в области видеочастот 3—6,0 МГц практически будут оказывать влияние на передачу коротких импульсов, длительность которых соизмерима с длительностью элемента изображения, а также на передачу крутых фронтов импульсов.

При передаче цветного телевидения линейные искажения оказывают такое же влияние на сигнал яркости, как и при передаче черно-белого телевидения. Если в области цветовых поднесущих частот (главным образом, в области частот 3,7—4,9 МГц) величина усиления отличается от таковой в области нижних видеочастот сигнала яркости (до 500 кГц), то на выходе тракта передачи сигналов будет изменяться соотношение между

величинами сигналов яркости и цветности, что приведет к изменению насыщенности цветов. Если указанные области частот отличаются по времени групповой задержки сигналов, то сигналы яркости и цветности будут дополнительно смещаться во времени, что приведет к искажениям передаваемого цветного изображения. Сигнал цветного телевидения более чувствителен к ограничению полосы передаваемых частот. При значительном ослаблении коэффициента передачи в области частот 4,0—5,0 МГц изображение будет обесцвечиваться.

Поскольку цветоразностные сигналы передаются методом частотной модуляции поднесущих частот 4406,25 и 4250,00 кГц, а величина девиации пропорциональна величине модулирующего напряжения, то фазовые искажения тракта в области цветовых поднесущих могут изменять величину девиации на выходе тракта, что может приводить к нелинейным искажениям цветоразностных сигналов после их демодуляции в телевизоре, проявляющихся в виде изменения насыщенности цвета. В трактах передачи сигналов ТВ допустимое расхождение времени групповой задержки сигналов яркости и цветности невелико (порядка 0,1 мкс). Оно практически определяет и неравномерность группового времени в области передачи цветовых поднесущих. При столь жесткой норме изменения девиации несущественны.

В системе междугородного телевизионного вещания видеосигнал, передаваемый от телевизионной камеры в пункте *А* на телевизионный УКВ передатчик в пункте *Б*, проходит по видеотрактам телецентров пунктов *А* и *Б*, соединительным линиям между телецентрами и междугородными оконечными станциями систем связи, а также по телевизионному каналу магистрали коаксиального кабеля. Искажения, возникающие на различных участках линейного тракта и в аппаратуре оконечных телевизионных станций, в конечном счете превращаются в соответствующие искажения в рабочей полосе частот передаваемого видеосигнала (50 Гц—6,0 МГц). В линейном сигнале ТВ низкие видеочастоты практически передаются двумя боковыми полосами, и поэтому спектр передаваемых видеочастот в линейном тракте «снизу» не ограничивается. Такое ограничение может иметь место только в видеоусилителях оконечных станций. Поэтому линейный тракт не вносит каких-либо искажений плоской части импульсов с длительностью полей.

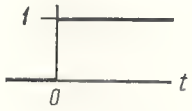
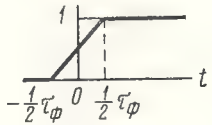
Амплитудно-частотные искажения оцениваются величиной неравномерности частотных характеристик усиления (затухания) в децибелах. Фазо-частотные искажения линейного тракта во всем спектре рабочих частот телевизионного канала, а также фазовые искажения аппаратуры оконечных телевизионных станций в спектре видеочастот от 0,2 до 6,0 МГц удобно оценивать величиной неравномерности группового времени замедления (времени групповой задержки сигналов) $\tau_{гр} = d\varphi(\Omega)/d\Omega$ в микросекундах (наносекундах). В области видеочастот 50 Гц—200 кГц фазо-частотные искажения удобнее оценивать по отклонению фазо-частотной характеристики $\varphi(\Omega)$ оконечных устройств от прямой линии в градусах. Оценка по величине неравномерности группового времени замедления на низких видеочастотах неудобна, так как малым фазовым искажениям (малым искажениям формы передаваемых сигналов) могут соответствовать значительные отклонения группового времени замедления.

3.2. Переходные характеристики и испытательные сигналы

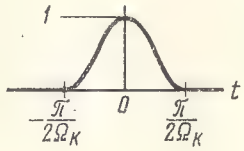
Качественные показатели тракта в отношении точности воспроизведения формы передаваемых сигналов ТВ оцениваются по его переходным характеристикам.

При теоретическом анализе искажений какого-либо тракта под переходной характеристикой обычно понимают зависимость выходного сигнала от времени при подаче на вход тракта единичной ступеньки напряжения (табл. 3.1), называемой также «функцией включения». В ряде случаев более достоверные качественные (и количественные) результаты получаются при использовании «наклонной ступеньки напряжения» с правильно выбранной длительностью фронта нарастания сигнала. При измерении характеристик реального тракта под переходной характеристикой понимают кривую сигнала на выходе тракта при подаче на вход его последовательности испытательных импульсов с заданными параметрами (длительность, время нарастания, частота следования и т. д.). Измеренная переходная характеристика учитывает влияние различных искажений — линейных, нелинейных и «квадратурных» (см. гл. 6). Даже в тех случаях, когда искажение формы передаваемых сиг-

Таблица 3.1

Испытательный сигнал	Форма сигнала	Характеристики сигнала	
		спектральная $F(\Omega)$	временная $f(t)$
Единичная «ступенька» напряжения (функция включения)		$\frac{1}{i\sqrt{2\pi}\,\Omega}$	$\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin\Omega t}{\Omega}\,d\Omega$
Наклонная «ступенька» напряжения (линейно-нарастающая от 0 до 1)		$\frac{2}{i\sqrt{2\pi}\,\tau_ф\,\Omega^2}\sin\frac{\Omega\tau_ф}{2}$	$\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi\tau_ф}\int_0^\infty \sin\frac{\Omega\tau_ф}{\Omega^2}\frac{\sin\Omega t}{\Omega^2}\,d\Omega$
Прямоугольный импульс напряжения		$\frac{2}{\sqrt{2\pi}}\frac{\sin\frac{\Omega T}{2}}{\Omega}$	$\frac{2}{\pi}\int_0^\infty \sin\frac{\Omega T}{2}\frac{\cos\Omega t}{\Omega}\,d\Omega$

Продолжение табл. 3.1

Испытательный сигнал	Форма сигнала	Характеристики сигнала	
		спектральная $F(\Omega)$	временная $f(t)$
Трапецеидальный импульс напряжения		$\frac{4 \sin \frac{\Omega \tau_\Phi}{2} \sin \frac{\Omega T}{2}}{\sqrt{2\pi}\, \tau_\Phi \Omega^2}$ $\left(\tau_\Phi = \frac{T_2 - T_1}{2}, \quad T = \frac{T_2 + T_1}{2}\right)$	$\frac{4}{\pi (T_2 - T_1)} \int_0^\infty \left(\cos \frac{\Omega T_1}{2} - \cos \frac{\Omega T_2}{2}\right) \frac{\cos \Omega t}{\Omega^2} d\Omega$
Косинусквадратичный импульс напряжения		$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sin \frac{\pi \Omega}{2\Omega_K} \left[\frac{1}{\Omega} + \frac{\Omega}{4\Omega_K^2 - \Omega^2}\right]$	$\frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{\Omega} + \frac{\Omega}{4\Omega_K^2 - \Omega^2}\right) \times \sin \frac{\pi \Omega}{2\Omega_K} \cos \Omega t \, d\Omega$

налов определяется в основном линейными искажениями, по виду переходной характеристики можно лишь приближенно определить характер линейных искажений.

Переходные характеристики трактов оцениваются с помощью нормированных МККР и МККТТ испытательных сигналов, содержащих *П*-импульсы большой (10 мс) и средней (20 мкс) длительности, синусквадратичные импульсы длительностью 0,08 и 0,16 мкс и другие испытательные импульсы.

Рассмотрим переходные характеристики тракта передачи телевизионных видеосигналов в системах связи по коаксиальным кабелям — от входа оконечной передающей станции (пункт *А*) до выхода оконечной приемной станции (пункт *Б*). Такой тракт обычно состоит из ряда участков. Результирующие частотные характеристики остаточного затухания (усиления) и времени групповой задержки тракта в целом просто определить по соответствующим характеристикам отдельных его участков, а результирующую переходную характеристику всего тракта точно определить по переходным характеристикам отдельных его участков пока невозможно. Поэтому при проектировании и настройке участков тракта удобно пользоваться частотными характеристиками. Чтобы определить допустимые нормы на эти характеристики, а также влияние отклонения от принятых норм на качество передачи, важно, с известной степенью приближения, представить себе зависимость между частотными характеристиками (АЧХ затухания или усиления и ХГВЗ — группового времени замедления) с одной стороны и переходными характеристиками — с другой. Это позволит установить связь между частотными искажениями и точностью воспроизведения формы передаваемых сигналов на выходе тракта передачи. Заданным частотным характеристикам тракта (АЧХ и ХГВЗ) соответствует одна, совершенно определенная, переходная характеристика.

Общее представление о связи между переходными (устанавливающимися) процессами и частотными характеристиками тракта передачи телевидения в системе коаксиального кабеля можно получить, рассматривая переходные процессы в различных идеализированных трактах, частотные свойства которых в диапазоне рабочих частот можно представить с помощью простых математических зависимостей.

Имеется большая группа электрических схем (так называемые «минимально-фазовые» схемы), которым присуща однозначная связь между частотной характеристикой затухания (усиления) и фазо-частотной характеристикой. К таким схемам относятся все «лестничные» схемы, в частности, многие усилители, П- и Т-образные схемы фильтров, амплитудные выравниватели и другие цепи. Поскольку данной характеристике АЧХ такой цепи соответствует только определенная характеристика ХГВЗ, то переходные процессы рассматриваются в конкретных устройствах с помощью операторного метода анализа переходных процессов.

В тракте передачи телевидения (как в оконечных станциях, так и в линейном тракте) основные фазо-частотные искажения корректируются с помощью наборов фазовых контуров (см. гл. 10). При отсутствии потерь в индуктивностях и емкостях затухание таких контуров равно нулю, и они влияют только на фазовую характеристику тракта. Реальные фазовые корректоры вследствие потерь (главным образом, в индуктивностях) изменяют и характеристику затухания тракта. Однако это влияние невелико и учитывается при проектировании устройство коррекции. Таким образом, устройства фазовой коррекции позволяют выравнивать ХГВЗ тракта в рабочем диапазоне частот, оказывая при этом незначительное влияние на его частотную характеристику затухания. Поэтому имеется возможность раздельно исследовать влияние частотных характеристик затухания и фазо-частотных характеристик на переходные процессы в тракте.

Анализ переходных процессов в электрических цепях, частотные характеристики которых заданы в виде функциональной зависимости коэффициента передачи от частоты, удобно производить, используя метод интеграла Фурье. Представим себе, что воздействующий на входе исследуемой цепи сигнал изменяется во времени согласно функции $f(t)$. С помощью преобразования Фурье можно определить спектральную характеристику сигнала (частотную зависимость плотности амплитуды)

$$F(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, e^{-i\Omega t}\, dt. \qquad (3.1)$$

При известной спектральной характеристике сигнала $F(\Omega)$ форму сигнала можно определить из выражения

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(\Omega)\, e^{i\,\Omega t}\, d\,\Omega. \qquad (3.2)$$

Эти два интеграла определяют связь между формой сигнала и его спектральной характеристикой. Предположим, что известны сигнал $f_1(t)$ на входе данного тракта и коэффициент передачи тракта

$$\overline{K(\Omega)} = K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}, \qquad (3.3)$$

где $K(\Omega)$ — модуль коэффициента передачи.

Согласно (3.1) можно определить спектральную характеристику $F_1(\Omega)$ входного сигнала. Следовательно, спектральная характеристика сигнала на выходе тракта

$$F_2(\Omega) = F_1(\Omega)\, K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}, \qquad (3.4)$$

а выходной сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_2(\Omega)\, e^{i\,\Omega t}\, dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega)\, K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}\, e^{i\,\Omega t}\, d\,\Omega. \qquad (3.5)$$

Если сигнал $f_1(t)$ представляет единичную ступеньку напряжения, то $f_2(t)$ будет представлять переходную характеристику тракта.

В табл. 3.1 приведены испытательные сигналы, их спектральные и временны́е характеристики[1]. С помощью этих сигналов можно довольно полно анализировать переходные характеристики и оценивать величину искажений реальных трактов. Первые три сигнала можно использовать только при теоретическом анализе переходных процессов, так как получить такие сигналы от реальных генераторов не представляется возможным. Последовательности импульсов, близких по форме к трапецеидальным, косинусквадратичные (си-

[1] Выводы приводимых в табл. 3.1. формул см. в приложении 2 [30].

нусквадратичные) импульсы, а также радиоимпульсы цветовой поднесущей частоты, огибающая которых представляет собой синусквадратичный импульс. (см. приложение 1), можно получить от реальных генераторов испытательных сигналов и использовать для практического измерения переходных характеристик реальных трактов передачи телевизионных сигналов. Например, трапецеидальные импульсы[1] с крутыми фронтами (длительность фронта $\tau_ф = 0{,}08$ мкс) и частотой следования, равной частоте строк, используются для определения способности тракта передавать сигналы, соответствующие резким перепадам яркости передаваемого изображения. Косинусквадратичные (синусквадратичные) импульсы длительностью 0,16 и 0,08 мкс удобно использовать для выявления дополнительных мешающих сигналов на выходе тракта с целью их устранения. Стандартизованные радиоимпульсы с частотой заполнения 4,43 МГц, огибающая которых соответствует синусквадратичному импульсу длительностью 2 мкс, после суммирования с синусквадратичным видеоимпульсом такой же амплитуды и длительности образуют испытатательный сигнал, позволяющий оценить величину различия усиления и времени замедления для сигналов яркости и цветности. При коррекции линейных искажений в канале цветности удобнее использовать такой сигнал с частотой заполнения 4,3 МГц, примерно равноудаленной от обеих цветовых поднесущих, и длительностью $20\tau_ф = 1{,}66$ мкс.

3.3. Переходные процессы в идеальном тракте (влияние ограничения полосы передаваемых частот)

Рассмотрим, как влияет на переходные процессы ограничение полосы передаваемых частот. Полагаем, что идеальный тракт системы связи по коаксиальному кабелю является идеальным ограничителем полосы передаваемых частот (см. рис. 1.9) и не вносит искажений в рабочей полосе частот. Следовательно, $K(\Omega) = 1$; $\varphi(\Omega) = \tau\Omega$ для $0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m$ и $K(\Omega) = 0$ для частот выше Ω_m; τ — групповое время замедления тракта.

[1] В практике трапецеидальные импульсы с крутыми фронтами называют «прямоугольными» или *П*-импульсами.

Ограничение полосы передаваемых трактом частот сказывается сильнее при прохождении тех сигналов, у которых длительность фронта меньше, медленнее спадает спектральная плотность с ростом частоты (рис. 3.1) и, следовательно, больше доля мощности сигнала, не пропускаемого трактом. Поэтому воспроизведение сигнала на выходе тракта точнее, если длительность его фронта на входе тракта больше. Естественно, что сигнал с вертикальным фронтом на выходе тракта искажается сильнее, чем сигнал с наклонным фронтом. Косинус-квадратичный импульс искажается при прохождении через тракт весьма слабо, если длительность его $\tau_и \geqslant 1/F_m$, поскольку в этом случае выше частоты F_m оказывается ничтожно малая доля мощности импульса.

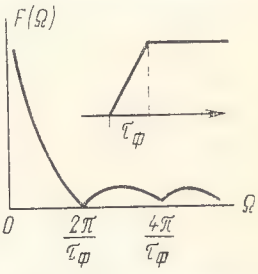


Рис. 3.1. Спектральная плотность сигнала «наклонной» ступеньки напряжения

Рассмотрим прохождение испытательных сигналов через идеальный тракт.

Прохождение единичной ступеньки напряжения. При подаче на вход идеального тракта с граничной частотой F_m сигнала единичной ступеньки напряжения (1.9) на выходе идеального тракта появится сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \frac{\sin \Omega (t-\tau)}{\Omega} d\Omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \operatorname{Si} \Omega_m (t-\tau), \quad (3.6)$$

представляющий функцию интегрального синуса. Время нарастания выходного сигнала (рис 3.2) составляет $\tau_ф \approx 1/2F_m$. После того как сигнал достигает единичного значения, имеет место «выброс» и затем затухающий колебательный процесс. Величина первого положительного выброса составляет 9% независимо от величины граничной частоты канала F_m. При увеличении F_m уменьшается время нарастания сигнала и возрастает частота колебаний переходной характеристики. Это объясняется тем, что скорость изменения сигнала $f_1(t)$ для единичной ступеньки (или $П$-импульса) в момент $t=0$ бесконечно велика (сигнал сильно идеализирован), что требует источника сигнала бесконечно большой мощности. Любые изменения реальных сигналов могут про-

исходить только в течение конечного времени. Поэтому определить зависимость величины выбросов переходного процесса от ширины канала можно, используя, например, наклонную ступеньку напряжения или трапецеидальный сигнал.

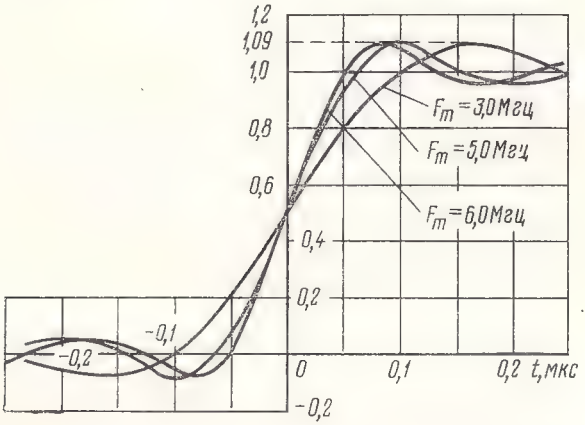


Рис. 3.2. Переходные характеристики идеальных трактов при различных граничных частотах

Прохождение наклонной ступеньки напряжения. В этом случае сигнал на выходе идеального тракта (см. табл. 3.1) определяется из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi\tau_\Phi}\int_0^{\Omega_m} \sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\,\frac{\sin\Omega(t-\tau)}{\Omega^2}\,d\Omega, \qquad (3.7)$$

где τ_Φ — длительность фронта входного сигнала.

Заменим произведение синусов разностью косинусов:

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi\tau_\Phi}\left[\int_0^{\Omega_m} \cos\Omega\left(t-\tau-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega^2} - \right.$$

$$\left. - \int_0^{\Omega_m} \cos\Omega\left(t-\tau+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega^2}\right]. \qquad (3.8)$$

Учитывая, что

$$\int \frac{\cos ax}{x^2}\,dx = -\frac{\cos ax}{x} - a\int \sin ax\,\frac{dx}{x},$$

находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi\tau_\Phi\Omega_m}\left[\cos\Omega_m\left(t-\tau+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.$$

$$-\cos\Omega_m\left(t-\tau-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\Big] + \frac{1}{\pi\tau_\Phi}\left[\left(t-\tau+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\times\right.$$

$$\left.\times \operatorname{Si}\Omega_m\left(t-\tau+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\left(t-\tau-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\operatorname{Si}\Omega_m\left(t-\tau-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\right]. \quad (3.9)$$

Можно убедиться, что при $\tau_\Phi \to 0$ выражение (3.9) превращается в (3.6). Выходные сигналы $f_2(t)$ изображены на рис. 3.3. Величина максимального выброса

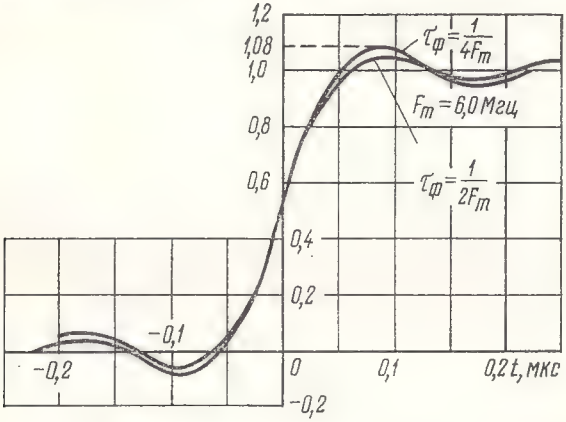


Рис. 3.3. Переходные характеристики идеальных трактов при передаче наклонной ступеньки напряжения

составляет 8% при $\tau_\Phi = 1/4F_m$ и 5,5% при $\tau_\Phi = 1/2F_m$. Для менее крутых сигналов величина выброса будет меньше. При полосе канала $F_m = 6{,}0$ МГц и сигнале на входе тракта с $\tau_\Phi = 1/2F_m = 0{,}083$ мкс на выходе тракта образуется сигнал с таким же примерно временем нарастания и выбросом порядка 5,5%.

Прохождение прямоугольных и трапецеидальных импульсов единичной амплитуды. Прямоугольный им-

пульс напряжения длительностью T с можно рассматривать как разность двух единичных ступенек напряжения, сдвинутых во времени на T с. Исходя из выражения (3.6), выходной сигнал определится в виде

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right]. \quad (3.10)$$

Аналогичным образом единичный трапецеидальный импульс напряжения можно рассматривать как разность двух наклонных ступенек напряжения, сдвинутых во времени на величину длительности импульса, и определить выходной сигнал на основании выражения (3.9).

Прохождение косинусквадратичного (синусквадратичного) импульса. Временна́я характеристика такого сигнала (рис. 3.4) приведена в табл. 3.1. При подаче

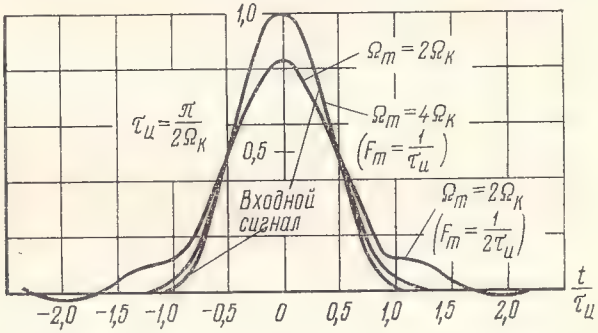


Рис. 3.4. Косинусквадратичные импульсы на выходе идеального тракта с граничными частотами $2\Omega_к$ и $4\Omega_к$

его на вход идеального тракта сигнал на выходе тракта определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(\frac{1}{\Omega}+\frac{\Omega}{4\Omega_к^2-\Omega^2}\right)\sin\frac{\pi\Omega}{2\Omega_к}\cos\Omega(t-\tau)d\Omega. \quad (3.11)$$

Решение этого интеграла (см. приложение 2) приводит к следующему результату:

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]+$$

$$+\frac{1}{4\pi}\cos 2\Omega_к(t-\tau)\left\{\mathrm{Si}\left[(2\Omega_к+\Omega_m)\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]-\right.$$

$$- \operatorname{Si}\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] - \operatorname{Si}\left[(2\Omega_к + \Omega_m) \times \right.$$
$$\left. \times \left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] + \operatorname{Si}\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]\Big\} +$$
$$+ \frac{1}{4\pi}\sin 2\Omega_к (t-\tau)\left\{\operatorname{Ci}\left[(2\Omega_к + \Omega_m)\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] - \right.$$
$$- \operatorname{Ci}\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t-\tau-\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] - \operatorname{Ci}\left[(2\Omega_к + \Omega_m) \times \right.$$
$$\left. \times \left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right] + \operatorname{Ci}\left[(2\Omega_к - \Omega_m)\left(t-\tau+\frac{\pi}{2\Omega_к}\right)\right]\Big\}. \quad (3.12)$$

Это выражение упростится для случаев, когда $F_m = 1/\tau_и$ или $F_m = 1/2\tau_и$.

Длительность косинусквадратичного импульса на уровне 0,5 от его амплитуды составляет $\tau_и = \pi/2\Omega_к$.

На рис. 3.4 представлены выходные сигналы $f_2(t)$ для случаев, когда $F_m = 1/\tau_и$ и $F_m = 1/2\tau_и$. При полосе частот идеального тракта 6,0 МГц косинусквадратичные импульсы длительностью $\tau_и \geqslant 0{,}16$ мкс проходят практически без искажений, а импульсы длительностью 0,08 мкс существенно искажаются по форме и ослабляются по амплитуде на 18%.

Рассмотренные примеры прохождения разных испытательных сигналов через идеальный тракт показывают, что величина искажения формы сигнала на выходе тракта из-за ограничения его рабочей полосы частот тем больше, чем меньше длительность фронта сигнала на входе тракта. Сигналы с длительностью фронта $\tau_ф \geqslant 1/F_m$ проходят практически без искажения. При прохождении сигналов с длительностью фронта $\tau_ф \leqslant 1/4F_m$ наблюдается заметный переходный процесс с выбросом переходной характеристики порядка (8—9)%, и длительность фронта выходного сигнала увеличивается до $1/2F_m$. Наличие такого выброса переходной характеристики приводит к еще не сильной, но уже заметной для глаза светлой окантовке на границе между черным и светло-серым изображениями.

3.4. Переходные характеристики трактов с идеальной фазовой характеристикой при наличии амплитудно-частотных искажений

Искажения характеристик затухания (усиления) реальных трактов обычно корректируются. Согласно имеющемуся опыту величина искажений порядка 6 дБ в

рабочей полосе частот уже недопустима. Поэтому ограничимся рассмотрением влияния искажений, не превышающих 6 дБ в рабочей полосе частот. Искажения бывают монотонными, немонотонными, колебательными или более сложного характера. Уже отмечалось, что в линейном спектре частот коаксиального кабеля спектр передаваемых видеосигналов в области низких видеочастот не ограничивается, так как нижние видеочастоты передаются в линию двумя боковыми полосами.

Рассматривая тракты с различными характеристиками коэффициента передачи, будем полагать последний равным единице при «нулевой» частоте. При таком предположении величина установившегося значения сигнала на выходе тракта будет равна величине установившегося значения сигнала на входе тракта.

Рассмотрим тракты с различными искажениями коэффициента передачи, что позволит сделать некоторые общие выводы об их влиянии на переходные процессы. Вначале рассмотрим некоторые частные случаи монотонного искажения коэффициента передачи тракта во всем спектре рабочих частот.

1. Коэффициент передачи тракта изменяется по закону:

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= 1 \pm \frac{1}{2}\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n \quad \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ K(\Omega) &= 0 \quad \text{для } \Omega > \Omega_m; \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \qquad (3.13)$$

Такому закону соответствует семейство характеристик, приведенных на рис. 3.5*а*. Если на вход тракта подать единичную ступеньку напряжения (см. табл. 3.1), временна́я функция которой

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin \Omega t}{\Omega}\, d\Omega, \qquad (3.14)$$

то выходной сигнал $f_2(t)$ определится в виде

$$f_2(t) = \frac{1}{2}K(0) + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \frac{K(\Omega)}{\Omega} \sin[\Omega t - \varphi(\Omega)]\, d\Omega =$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \left[1 \pm \frac{1}{2}\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n\right] \sin \Omega(t-\tau)\, \frac{d\Omega}{\Omega} =$$

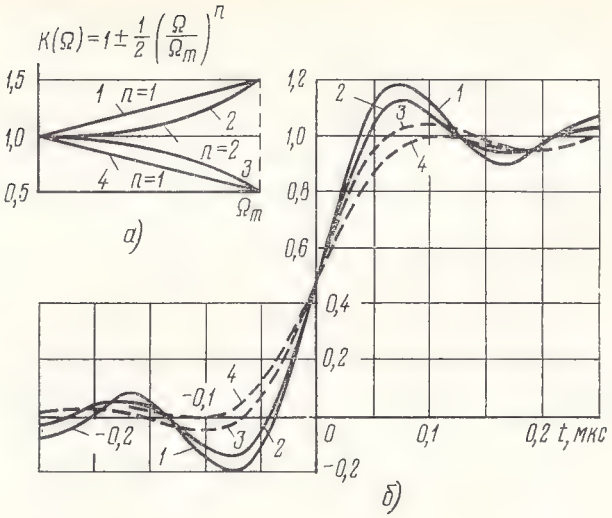


Рис. 3.5. Характеристики тракта с монотонными искажениями:
а) коэффициента передачи; *б*) переходные

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\right)^n \sin\Omega\,(t-\tau)\,\frac{d\,\Omega}{\Omega}\,. \quad (3.15)$$

В случае линейного изменения $K(\Omega)$ по частоте, когда $n=1$,

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi\Omega_m\,(t-\tau)}\,[1-\cos\Omega_m(t-\tau)]. \quad (3.16)$$
$(n=1)$

При характеристике, соответствующей $n=2$ (рис. 3.5*а*),

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi\Omega_m^2}\int_0^{\Omega_m}\Omega\sin\Omega\,(t-\tau)\,\frac{d\,\Omega}{\Omega}.$$
$(n=2)$

Решая интеграл, находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) \pm \frac{1}{2\pi\Omega_m^2\,(t-\tau)^2} \times$$

$$\times\,[\sin\Omega_m(t-\tau) - \Omega_m(t-\tau)\cos\Omega_m(t-\tau)]. \quad (3.17)$$

Очевидно, что с увеличением n искажения уменьшаются. Последний член в (3.16) и (3.17) появляется в

результате искажений. Переходные характеристики таких трактов при граничной частоте $F_m = 6{,}0$ МГц приведены на рис. 3.5*б*.

2. Коэффициент передачи уменьшается с увеличением частоты по закону $\sin x/x$ (рис. 3.6*а*, кривая *2*):

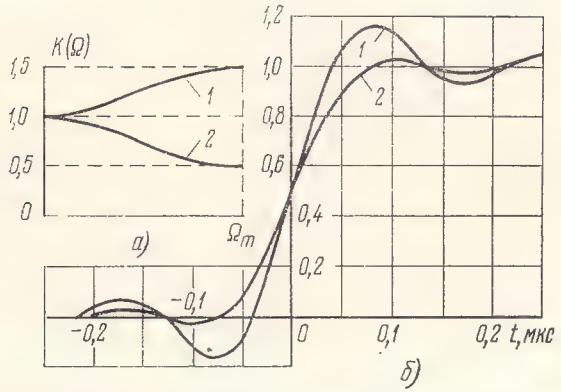


Рис. 3.6. Характеристики тракта с монотонными искажениями косинусоидального характера: *а*) коэффициента передачи; *б*) переходные

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= \frac{1}{2}\left[1 + \frac{\sin\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}{\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}\right] \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ K(\Omega) &= 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m; \quad \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.18)$$

При подаче на вход такого тракта сигнала в виде единичной ступеньки (3.14) выходной сигнал определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[1 + \frac{\sin\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}{\left(\frac{\Omega}{\Omega_m}\pi\right)}\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\,\Omega}{\Omega}. \quad (3.19)$$

Решая интеграл, находим

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{4\pi^2}\{[\Omega_m(t-\tau)+\pi]\times$$

$$\times\ \mathrm{Si}\,[\Omega_m(t-\tau)+\pi] - [\Omega_m(t-\tau)-\pi]\,\mathrm{Si}\,[\Omega_m(t-\tau)-\pi)\}. \quad (3.20)$$

Переходная характеристика такого тракта при $F_m = 6$ МГц представлена на рис. 3.6*б*, кривая *2*.

3. Коэффициент передачи возрастает с увеличением частоты по закону $\sin x/x$ (рис. 3.6*а*, кривая *1*):

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= \frac{3}{2} - \frac{1}{2}\,\frac{\sin\dfrac{\Omega}{\Omega_m}\,\pi}{\dfrac{\Omega}{\Omega_m}\,\pi} \quad \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m, \\ K(\Omega) &= 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m;\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.21)$$

В этом случае при подаче на вход тракта сигнала (3.14) выходной сигнал будет соответствовать выражению

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) - \frac{1}{4\pi^2}\{[\Omega_m(t-\tau)+\pi] \times$$

$$\times\,\mathrm{Si}\,[\Omega_m(t-\tau)+\pi] - [\Omega_m(t-\tau)-\pi]\,\mathrm{Si}\,[\Omega_m(t-\tau)-\pi]\}. \quad (3.22)$$

Переходная характеристика такого тракта при $F_m = 6$ МГц представлена на рис. 3.6*б*, кривая *1*. Реальные каналы шириной 6 МГц можно считать вполне удовлетворительными, если они обеспечивают переходную характеристику с временем нарастания (0,10—0,12) мкс при величине выбросов до (12—15) %.

Рассматривая тракты с характеристиками, приведенными на рис. 3.5 и 3.6, отметим следующее: увеличение коэффициента передачи с ростом частоты приводит к уменьшению времени нарастания выходного сигнала и к увеличению выбросов переходного процесса на выходе тракта. Уменьшение коэффициента передачи с ростом частоты дает обратный эффект. При увеличении коэффициента передачи с ростом частоты (по линейному или квадратичному закону) на 6 дБ величина выброса переходной характеристики составит более 20%, что совершенно недопустимо; при увеличении на 3,5 дБ выброс будет порядка 14%, что также нежелательно.

Снижение коэффициента передачи (рис. 3.5) на 6 дБ по линейному закону нежелательно, так как время нарастания сигнала при этом достигает 0,12—0,13 мкс. Однако в тех случаях, когда характеристика по форме соответствует кривой *2* (рис. 3.6), обеспечивается время нарастания выходного сигнала порядка 0,1 мкс при весьма малой величине выбросов переходной характеристики.

Если при одинаковой величине искажений монотонное искажение имеет место только в верхней половине спектра рабочих частот, его влияние на переходные характеристики будет значительно слабее. На рис. 3.7*а*

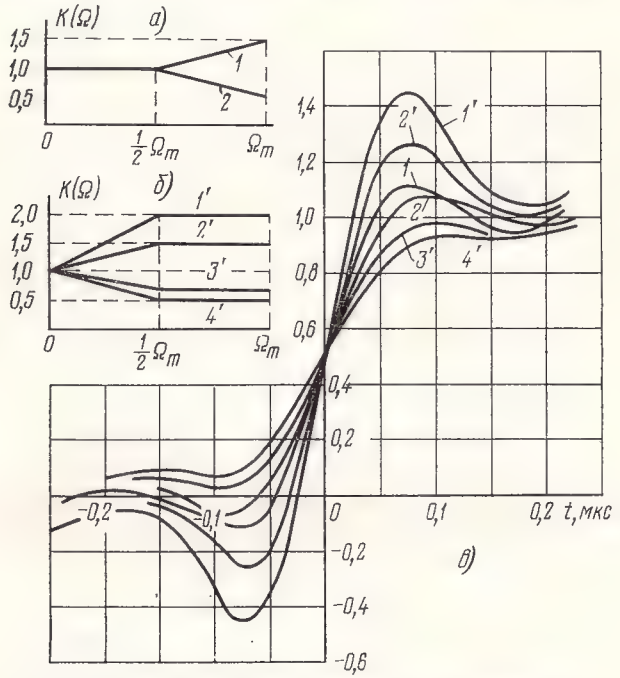


Рис. 3.7. Характеристики тракта с искажениями в верхней части спектра:
а), *б*) коэффициента передачи; *в*) переходные

приведены две характеристики (кривые *1* и *2*) коэффициента передачи с искажениями в верхней половине спектра рабочих частот. Соответствующие им переходные характеристики трактов даны на рис. 3.7*в* (кривые *1* и *2*). Они вполне удовлетворительны как в случае повышения усиления на 3,5 дБ (выброс 11%, время нарастания 0,07 мкс), так и в случае снижения усиления на 6 дБ (выброс 7%, время нарастания 0,09 мкс). На рис 3.7*б* приведены характеристики коэффициента передачи при значительных искажениях в нижней части рабочего спектра частот. Соответствующие им переходные

характеристики неудовлетворительны либо вследствие большого выброса (кривые *1′*, *2′* на рис. 3.7*в*), либо вследствие медленного нарастания сигнала на выходе (кривые *3′*, *4′* на рис. 3.7*в*). В первом случае изображения имеют чрезмерно сильную окантовку, во втором случае понижается их четкость.

Рассмотрим некоторые примеры немонотонных искажений коэффициента передачи.

1. Коэффициент передачи тракта изменяется во всем спектре частот от нуля до Ω_m по закону:

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= 1 + q\left[\cos\frac{2\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right]^{2n} \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ K(\Omega) &= 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m, \ \varphi(\Omega) = \tau\Omega; \ -1 \leqslant q \leqslant 1. \end{aligned}\right\} \quad (3.23)$$

Несколько характеристик, соответствующих этому закону, приведено на рис. 3.8*а*.

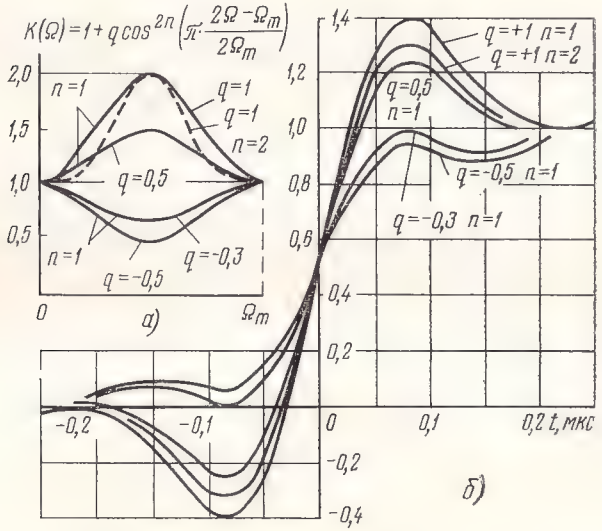


Рис. 3.8. Характеристики тракта с немонотонными искажениями:
а) коэффициента передачи; *б*) переходные

Определим переходные характеристики таких трактов. Если на вход тракта подавать сигнал (3.14), то на выходе тракта появится сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[1 + q\left(\cos\frac{2\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^{2n}\right]\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}$$

для $n=1$ (3.24)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{q}{2\pi}\left\{\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \right.$$
$(n=1)$

$$\left. - \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 2\pi] - \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 2\pi]\right\}; \quad (3.25)$$

для $n=2$

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{8\pi}q\left\{3\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \right.$$
$(n=2)$

$$- 2\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 2\pi] - 2\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 2\pi] +$$

$$\left. + \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 4\pi] + \frac{1}{2}\operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 4\pi]\right\}. \quad (3.26)$$

Третий член в выражениях (3.25) и (3.26) появляется в результате искажений. На рис. 3.8*б* представлены переходные характеристики трактов с полосой рабочих частот 6,0 МГц для разных значений q. Величина выброса и время нарастания выходного сигнала указаны в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Величина искажений при $n=1$ и разных значениях q, дВ	Выброс фронта, %	Длительность фронта (от $0{,}1\,U_{сигн}$ до $0{,}9U_{сигн}$), мкс
+6(q=1)	39	0,055
+3,5(q=0,5)	24	0,060
+2(q=0,25)	16	0,070
—2(q=—0,2)	2,8	0,090
—3,5(q=—0,33)	—	0,100
—6(q=—0,5)	—	0,120

Так как искажения захватывают и область низких видеочастот, возникает перекос горизонтальной части сигнала, длительность которого равна нескольким колебаниям переходной характеристики.

2. Частотные искажения коэффициента передачи появляются в полосе частот, равной половине всей рабочей полосы частот. Рассмотрим три случая:

а) искажения в полосе частот от 0 до $\Omega_m/2$ (рис. 3.9*а*). В этом случае $K(\Omega)$ можно представить как

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= 1 + q\left(\cos\frac{4\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 \quad \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \frac{\Omega_m}{2}; \\ K(\Omega) &= 1 \qquad\qquad\qquad\qquad \text{для } \frac{\Omega_m}{2} \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ K(\Omega) &= 0 \qquad\qquad\qquad\qquad \text{для } \Omega \geqslant \Omega_m;\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.27)$$

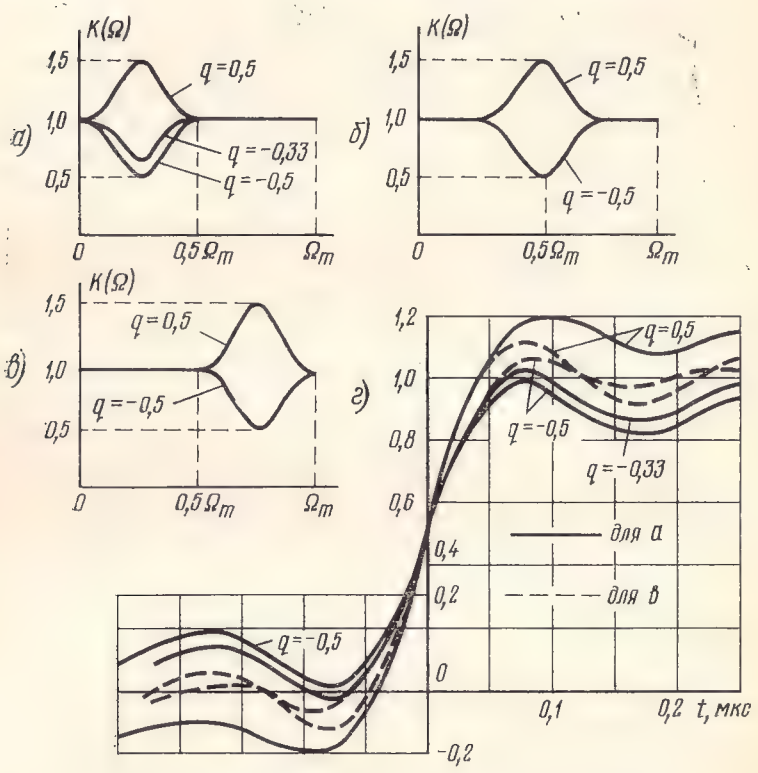


Рис. 3.9. Характеристики трактов с немонотонными искажениями в нижней, средней или верхней части спектра: *а*), *б*), *в*) коэффициентов передачи; *г*) переходные

Сигнал на выходе тракта [при сигнале (3.14) на входе] определится из выражения

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{1/2\Omega_m}\left[1 + q\left(\cos\frac{4\Omega - \Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 \times\right.$$

$$\left.\times \sin\Omega(t-\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega} + \frac{1}{\pi}\int_{1/2\Omega_m}^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}\right]. \quad (3.28)$$

Решая интегралы, находим (см. приложение 2)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{2\pi}q\left\{\mathrm{Si}\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2}\,\mathrm{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} + 2\pi\right] - \frac{1}{2}\,\mathrm{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} - 2\pi\right]\right\}; \quad (3.29)$$

б) искажения в полосе частот от $\frac{1}{4}\,\Omega_m$ до $\frac{3}{4}\,\Omega_m$ (рис. 3.9*б*). В этом случае $K(\Omega)$ можно выразить следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} &K(\Omega) = 1 + q\left(\cos\frac{4\Omega - 2\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 \text{ для } \frac{\Omega_m}{4} \leqslant \Omega \leqslant \frac{3\Omega_m}{4};\\ &K(\Omega) = 1 \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \frac{1}{4}\,\Omega_m \text{ и } \frac{3}{4}\,\Omega_m \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m;\\ &K(\Omega) = 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m;\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.30)$$

Сигнал на выходе тракта [при сигнале (3.14) на входе] будет равен (см. приложение 2)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau) + \frac{1}{4\pi}q\left\{2\mathrm{Si}\,\frac{3\Omega_m(t-\tau)}{4} - \right.$$

$$-2\mathrm{Si}\,\frac{\Omega_m(t-\tau)}{4} + \mathrm{Si}\left[\frac{3\Omega_m(t-\tau)}{4} + 3\pi\right] -$$

$$- \mathrm{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{4} + \pi\right] + \mathrm{Si}\left[\frac{3\Omega_m(t-\tau)}{4} - 3\pi\right] -$$

$$\left. - \mathrm{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{4} - \pi\right]\right\}; \quad (3.31)$$

в) искажения в полосе частот от $\Omega_m/2$ до Ω_m (рис. 3.9*в*). В этом случае

$$\left.\begin{aligned} &K(\Omega) = 1 \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \frac{1}{2}\,\Omega_m;\\ &K(\Omega) = 1 + q\left(\cos\frac{4\Omega - 3\Omega_m}{2\Omega_m}\pi\right)^2 \text{ для } \frac{\Omega_m}{2} \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m;\\ &K(\Omega) = 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m;\ \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.32)$$

Сигнал на выходе тракта [при сигнале (2.14) на входе] будет иметь вид (см. приложение 2)

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) + \frac{q}{4\pi}\left\{2\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \right.$$

$$-2\operatorname{Si}\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} + \operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} + 2\pi\right] + \operatorname{Si}\left[\frac{\Omega_m(t-\tau)}{2} - 2\pi\right] -$$

$$\left. - \operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) + 4\pi] - \operatorname{Si}[\Omega_m(t-\tau) - 4\pi]\right\}. \quad (3.33)$$

Переходные характеристики трактов с полосой рабочих частот 6,0 МГц для случаев *а* и *в* представлены на рис. 3.9*г*. Величина выброса и время нарастания выходного сигнала $\tau_ф$ для всех трех случаев приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Величина искажений при различных значениях q, дБ	Выброс фронта, %			Длительность фронта (от $0{,}1U_{имп}$ до $0{,}9U_{имп}$), мкс			Перекос начала плоской части, %		
	а	б	в	а	б	в	а	б	в
+6(q=1)	8,0	18,0	17,0	0,06	0,060	0,06	24	7	—
+3,5(q=0,5)	7,0	11,0	13,0	0,07	0,070	0,07	14	5	—
+2,0(q=0,25)	8,0	9,0	—	0,07	0,075	—	6	3	—
—2,0(q=—0,2	9,0	6,0	—	0,08	0,080	0,08	4	1	—
—3,5(q=—0,33)	9,0	3,5	—	0,09	0,090	—	—6	0	—
—6,0(q=—0,5)	9,5	4,0	6,0	0,10	0,090	0,09	—8	—3	—

Рассматривая переходные характеристики, приведенные на рис. 3.8 и 3.9, а также данные табл. 3.2 и 3.3, отметим следующее: снижение коэффициента передачи в определенной части полосы рабочих частот значительно меньше влияет на переходный процесс на выходе тракта, чем равное ему по величине в децибелах повышение коэффициента передачи. Это особенно заметно на характеристиках рис. 3.9*в*. Если искажения, превышающие +2 и —3 дБ, возникают в нижней половине полосы рабочих частот, переходный процесс получается длительным и поэтому неудовлетворительным из-за перекоса начала горизонтальной части сигнала. Из табл. 3.3 следует, что чем выше участок рабочего спектра частот, в пределах которого имеют место искажения коэффициента передачи, тем слабее влияние этих искажений. Проще всего показать это на следующем примере (рис. 3.10). Пусть

$$\left.\begin{aligned} &K(\Omega) = 1 \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1 \text{ и } \Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ &K(\Omega) = 1 \pm q \text{ для } \Omega_1 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_2; \\ &K(\Omega) = 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m \text{ и } \varphi(\Omega) = \tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.34)$$

Заметим, что $\Omega_2 - \Omega_1 \ll \Omega_m$. Выходной сигнал такого тракта [при сигнале (3.14) на входе его] примет следующий вид:

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si\,\Omega_m(t-\tau) \pm \frac{q}{\pi}[Si\,\Omega_2(t-\tau) - Si\,\Omega_1(t-\tau)]. \quad (3.35)$$

Эффект искажения определяется последним членом этого выражения. Если отношение Ω_2/Ω_1 близко к единице (искажения в верхней части рабочего спектра),

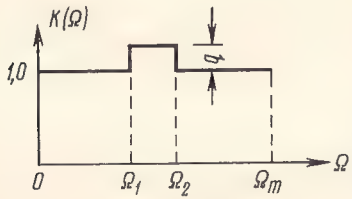


Рис. 3.10. Искажение коэффициента передачи в интервале частот Ω_1—Ω_2

то разность интегральных синусов третьего члена близка к нулю. Если $\Omega_1/\Omega_2 \geqslant 10$ (искажения в нижней части спектра), то третий член выражения (3.35) близок к величине $q/2$. В практических случаях частотная характеристика коэффициента передачи может иметь сложную форму. Однако имеется возможность представить ее в виде ряда Фурье, содержащего только косинусы, поскольку $K(\Omega)$ является четной функцией. За основной интервал разложения в ряд можно принять интервал от нуля до Ω_m (или другой интервал, если при этом ряд будет с меньшим числом членов). Поэтому представляет интерес влияние искажений косинусоидального характера. Пусть

$$\left.\begin{aligned} &K(\Omega) = 1 + q\cos(\Omega p); \\ &\varphi(\Omega) = \tau\Omega \end{aligned}\right\} \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \quad (3.36)$$

и $$K(\Omega) = 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m.$$

Определим выходной сигнал тракта при подаче на вход прямоугольного импульса напряжения $f_1(t)$ длительностью T. Временна́я функция такого сигнала (см. табл. 3.1) может быть записана в виде

$$f_1(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \sin\frac{\Omega t}{2}\cos\Omega t\,\frac{d\,\Omega}{\Omega}. \qquad (3.37)$$

На выходе тракта образуется сигнал

$$f_2(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\Omega_m} [1 + q\cos(\Omega p)]\sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega(t-\tau)\frac{d\,\Omega}{\Omega} =$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega(t-\tau)\frac{d\,\Omega}{\Omega} + \frac{2q}{\pi}\int_0^{\Omega_m} \cos(\Omega p)\times$$

$$\times \sin\frac{\Omega T}{2}\cos\Omega(t-\tau)\frac{d\,\Omega}{\Omega}. \qquad (3.38)$$

Раскрывая интегралы (3.38), находим

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right] +$$

$$+ \frac{q}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}+p\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}+p\right)\right] +$$

$$+ \frac{q}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}-p\right) - \mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}-p\right)\right]. \qquad (3.39)$$

Первый член (3.39) представляет полезный сигнал, получающийся на выходе идеального тракта при сигнале (3.37) на его входе. Второй и третий члены представляют два импульса, которые имеют одинаковую форму с полезным сигналом, но отличаются от него по амплитуде в $q/2$ раза и сдвинуты во времени по отношению к полезному сигналу на $\pm p$ секунд (рис. 3.11).

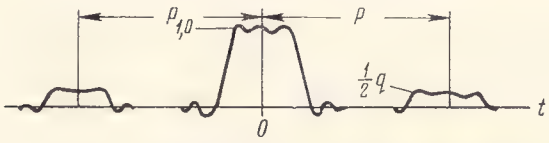


Рис. 3.11. Дополнительные сигналы при косинусоидальном искажении коэффициента передачи

Чем больше колебаний коэффициента передачи укладывается в рабочей полосе частот от 0 до Ω_m, тем дальше

мешающие дополнительные импульсы отстоят от основного (полезного) импульса.

Допустим, что $p=n\pi/4\Omega_m=n/8F_m$; $n=1, 2, 3, \ldots$ При $n\leqslant 2$ (рис. 3.12*а*) коэффициент передачи монотонно из-

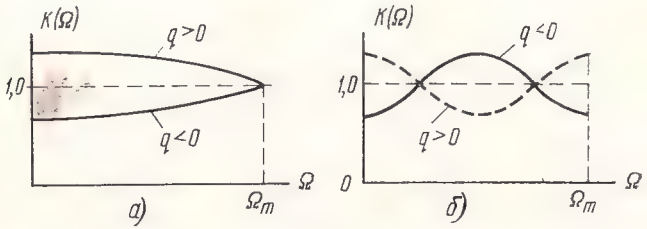


Рис. 3.12. Косинусоидальные частотные искажения коэффициента передачи

меняется, а при $n=8$ он совершает одно полное колебание в спектре частот от 0 до Ω_m (рис. 3.12*б*). В тех случаях, когда p больше длительности передаваемого импульса, дополнительные импульсы на выходе тракта будут отделены от основного импульса. Если p меньше длительности передаваемого импульса, то дополнительные импульсы всегда будут накладываться на основной импульс, изменяя его форму. В практических случаях, когда характеристика коэффициента передачи имеет сложную форму, $K(\Omega)$ можно представить в виде ряда

$$K(\Omega)=1+q_1\cos\Omega p+q_2\cos 2\Omega p+\ldots+q_n\cos n\Omega p.$$

При подаче на вход такого тракта $П$-импульса напряжения сигнал на выходе тракта будет содержать, кроме основного (полезного) импульса, ряд симметрично расположенных по отношению к нему пар дополнительных импульсов, удаленных от основного импульса на $\pm np$ секунд.

Колебательное изменение коэффициента передачи может иметь место лишь на некотором интервале частот Ω_1—Ω_2, как показано на рис. 3.13. Допустим, что

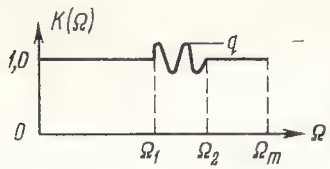


Рис. 3.13. Колебательное изменение коэффициента передачи в интервале частот

$$\left.\begin{aligned} &K(\Omega)=1 \text{ для } 0\leqslant\Omega\leqslant\Omega_1 \text{ и } \Omega_2\leqslant\Omega\leqslant\Omega_m;\\ &K(\Omega)=1+q\cos(\Omega p) \text{ для } \Omega_1\leqslant\Omega\leqslant\Omega_2;\\ &K(\Omega)=0 \text{ для } \Omega>\Omega_m \text{ и } \varphi(\Omega)=\tau\Omega. \end{aligned}\right\} \quad (3.40)$$

На выходе такого тракта [при сигнале (3.14) на входе его] будет иметь место сигнал

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_1}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}+\frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}(1+q\cos\Omega p)\times$$

$$\times\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}+\frac{1}{\pi}\int_{\Omega_2}^{\Omega_m}\sin\Omega(t-\tau)\frac{d\Omega}{\Omega}.$$

После несложных вычислений находим

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau)+\frac{q}{2\pi}\{[\operatorname{Si}\Omega_2(t-\tau+p)-$$

$$-\operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau+p)]+[\operatorname{Si}\Omega_2(t-\tau-p)]-\operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau-p)]\}. \quad (3.41)$$

Третий член этого выражения представляет собой эффект искажения — два дополнительных сигнала, сдвинутых на $\pm p$ секунд, во времени по отношению к полезному сигналу. Форма дополнительных сигналов сильно отличается от формы полезного сигнала, а величина их уменьшается при уменьшении как абсолютной ширины интервала искажения $\Omega_2-\Omega_1$, так и относительной его ширины Ω_2/Ω_1. Следовательно, чем выше по спектру находится область частот $\Omega_1-\Omega_2$, тем слабее эффект искажения.

На основании всех рассмотренных примеров приходим к следующим выводам. Монотонное увеличение коэффициента передачи тракта с ростом частоты уменьшает время нарастания и увеличивает выброс переходного процесса на выходе тракта. Монотонное снижение коэффициента передачи производит обратный эффект. Если искажения коэффициента передачи возникают в части рабочей полосы частот, то чем выше область спектра, в которой они имеют место, тем слабее искажения влияют на переходный процесс. Это объясняется тем, что мощность составляющих импульсного сигнала с увеличением частоты убывает. Следовательно, допустимые отклонения коэффициента передачи от номинального значения с увеличением частоты могут возрастать. Кроме того, искажения, которые захватывают также и нижнюю

часть рабочей полосы частот, приводят к перекосам начала горизонтальной части передаваемых импульсов.

Искажения гармонического характера приводят к появлению дополнительных (опережающих и отстающих) мешающих сигналов. На экране телевизора эти сигналы видны как дополнительные изображения, сдвинутые относительно основного изображения.

Разрешающая способность телевизионных передающих камер и телевизионных приемников ограничена. Поэтому уменьшение времени нарастания переходного процесса ниже 0,1—0,12 мкс практически не улучшает качества передачи. На качество передачи существенно влияет величина выброса переходного процесса в переданном сигнале. Если в области средних или высших передаваемых частот имеется остаточное усиление, то оно, увеличивая «выброс», ухудшает качество передачи больше, чем равное ему по величине остаточное затухание, уменьшающее «выброс».

Величина амплитудно-частотных искажений измеряется в децибелах, а отклонения коэффициента передачи в сторону увеличения или в сторону уменьшения (по отношению к его величине на нижней границе рабочего спектра) на равное число децибел приводят к неравноценным изменениям переходного процесса, причем чем больше величина отклонения, тем это заметнее. Для пояснения можно привести следующий пример.

Пусть по тракту передается последовательность импульсов с частотой повторения F. Спектр такого сигнала содержит гармонические составляющие nF (рис. 3.14).

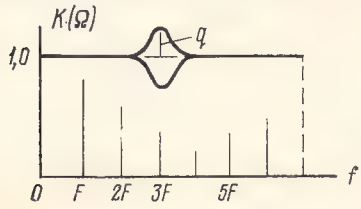


Рис. 3.14. Изменение коэффициента передачи для одной составляющей сигнала

Представим себе, что характеристика коэффициента передачи имеет один выброс и искажает амплитуду одной спектральной составляющей. Положительное или отрицательное отклонение амплитуды этой составляющей от ее номинальной величины можно рассматривать

как результат добавления помехи, искажающей форму передаваемого сигнала. Величина помехи одинакова независимо от ее знака ($q=+0{,}5$ или $q=-0{,}5$), но при $q=+0{,}5$ величина частотных искажений составляет +3,5 дБ, а при $q=-0{,}5$ она составляет —6,0 дБ.

На магистралях коаксиального кабеля большой протяженности характеристики остаточного затухания контролируются. При этом допустимые отклонения характеристик во всем линейном спектре частот необходимо задавать относительно линейной несущей частоты телевизионного канала. Если неравномерность АЧХ будет задаваться относительно контрольной частоты (обычно удаленной на несколько мегагерц от линейной несущей частоты), то качество передачи телевидения может снизиться вследствие увеличения искажения относительно линейной несущей частоты. Так, если допустить отклонения АЧХ$\pm$(1—2 дБ) относительно контрольной частоты, то относительно линейной несущей частоты искажения АЧХ могут превысить допустимую норму.

3.5. Переходные характеристики тракта с фазовыми искажениями при отсутствии амплитудно-частотных искажений

Фазовые искажения тракта в рабочей полосе частот могут быть монотонными, немонотонными и колебательного характера. В общем случае фазовую характеристику с необходимой точностью можно представить в виде суммы прямой линии и ряда гармонических кривых. Поэтому целесообразно рассмотреть сравнительно простой случай, когда отклонение фазовой характеристики от линейной происходит по синусоидальному закону. Пусть

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= 1; \\ \varphi(\Omega) &= \tau\Omega \pm \varphi_m \sin p\,\Omega \end{aligned}\right\} \quad \text{для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m \qquad (3.42)$$

и

$$K(\Omega) = 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m,$$

где φ_m — амплитуда колебаний фазовой характеристики. Обозначим $p=(2\pi/\Omega_m)k$. Здесь k — число колебаний фазовой характеристики в спектре частот 0—Ω_m. При $k=0{,}25$ в спектре частот 0—Ω_m будет укладываться лишь 0,25 периода колебаний фазовой характеристи-

ки (рис. 3.15). Очевидно, что при $k \leqslant 0{,}25$ фазовые искажения становятся монотонными.

Допустим, что на вход такого тракта поступает прямоугольный импульс напряжения $f_1(t)$ длительностью T, представленный в виде разности двух ступенек напряжения:

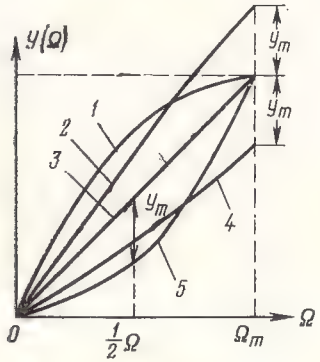


Рис. 3.15. Примеры монотонных фазовых характеристик: $\varphi(\Omega)=\Omega\tau\pm\varphi_m\sin$ (кривые *2, 4*); $\varphi(\Omega)=\Omega\tau$ (прямая *3*); $\varphi(\Omega)=\Omega\tau\pm\varphi_m\sin$ (кривые *1, 5*)

$$f_1(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\left[\sin\Omega\left(t+\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}-\sin\Omega\left(t-\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}\right]. \quad (3.43)$$

На выходе тракта, с учетом $K(\Omega)=1$ и $\varphi(\Omega)=\tau\Omega+\varphi_m\sin p\Omega$, появится сигнал

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\left[\Omega\left(t+\frac{T}{2}\right)-(\Omega\tau+\varphi_m\sin p\,\Omega)\right]\frac{d\Omega}{\Omega}-$$

$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\left[\Omega\left(t-\frac{T}{2}\right)-(\Omega\tau+\varphi_m\sin p\,\Omega)\right]\frac{d\Omega}{\Omega} \quad (3.44)$$

или

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\cos(\varphi_m\sin p\,\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}-$$

$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\cos\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\sin(\varphi_m\sin p\,\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}-$$

$$-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\cos(\varphi_m\sin p\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$

$$+\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\cos\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\sin(\varphi_m\sin p\Omega)\frac{d\Omega}{\Omega}. \quad (3.45)$$

Таким образом, $f_2(t)$ представляется в виде суммы четырех интегралов. Учитывая, что

$$\left.\begin{aligned}\cos(q\sin p\Omega) &= J_0(q)+2J_2(q)\cos 2p\Omega+\\ &+2J_4(q)\cos 4p\Omega+\ldots;\\ \sin(q\sin p\Omega) &= 2J_1(q)\sin p\Omega+2J_3(q)\sin 3p\Omega+\ldots,\end{aligned}\right\} \quad (3.46)$$

где J_0, J_1, J_2, ..., J_n — функции Бесселя первого рода, приведенные на графике рис. 3.16, и производя интегрирование (см. приложение 2), находим

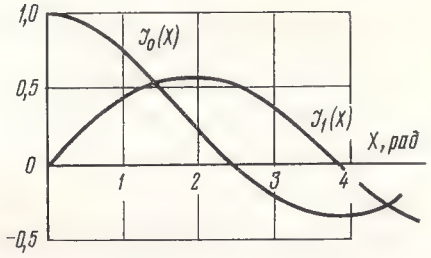


Рис. 3.16. Графики функций Бесселя

$$f_2(t)=\frac{J_0(\varphi_m)}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right]+$$

$$+\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{J_{2n-1}(\varphi_m)}{\pi}\left\{\mathrm{Si}\,\Omega_m\left[t-\tau+\frac{T}{2}+(2n-1)p\right]-\right.$$

$$-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left[t-\tau-\frac{T}{2}+(2n-1)p\right]+\mathrm{Si}\,\Omega_m\times$$

$$\times\left[t-\tau+\frac{T}{2}-(2n-1)p\right]-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left[t-\tau-\frac{T}{2}-\right.$$

$$\left.\left.-(2n-1)p\right]\right\}+\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{J_{2n}(\varphi_m)}{\pi}\left\{\mathrm{Si}\,\Omega_m\left[t-\tau+\frac{T}{2}+2np\right]-\right.$$

$$- \operatorname{Si} \Omega_m \left[t - \tau - \frac{T}{2} + 2np \right] + \operatorname{Si} \Omega_m \left[t - \tau + \frac{T}{2} - 2np \right] -$$

$$- \operatorname{Si} \Omega_m \left[t - \tau - \frac{T}{2} - 2np \right] \Big\} . \qquad (3.47)$$

Из (3.47) следует, что выходной сигнал, кроме полезного сигнала (первый член), содержит ряд парных мешающих сигналов, отстающих от полезного сигнала и опережающих его на np с, как это видно из рис. 3.17.

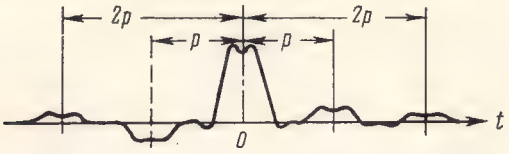


Рис. 3.17. Дополнительные сигналы при синусоидальном искажении фазовой характеристики тракта

Если отклонение фазовой характеристики от линейной имеет сложную форму и может быть представлено в виде суммы нескольких синусоидальных колебаний, то в этом случае возникает несколько рядов парных мешающих сигналов.

Величины коэффициентов $J_n(q)$ зависят от амплитуды отклонений фазовой характеристики φ_m. Для $\varphi_m \leqslant 1$ рад достаточно учитывать три первых члена ряда, пренебрегая остальными ввиду их малости, а при $\varphi_m \leqslant$ $\leqslant 0{,}5$ рад достаточно учитывать только $J_0(q)$ и $J_1(q)$. В этом случае $J_0(\varphi_m) \approx 1$, а $J_1(\varphi_m) \approx \varphi_m/2$ и выходной сигнал при характеристиках (3.42) будет содержать, кроме полезного сигнала, всего одну пару дополнительных, мешающих сигналов:

$$f_2(t) = \frac{1}{\pi} \left[\operatorname{Si} \Omega_m \left(t - \tau + \frac{T}{2} \right) - \operatorname{Si} \Omega_m \left(t - \tau - \frac{T}{2} \right) \right] +$$

$$+ \frac{\varphi_m}{2\pi} \left[\operatorname{Si} \Omega_m \left(t - \tau + \frac{T}{2} + p \right) - \operatorname{Si} \Omega_m \left[t - \tau - \frac{T}{2} + p \right) \right] +$$

$$+ \frac{\varphi_m}{2\pi} \left[\operatorname{Si} \Omega_m \left(t - \tau + \frac{T}{2} - p \right) - \operatorname{Si} \Omega_m \left(t - \tau - \frac{T}{2} - p \right) \right] . \qquad (3.48)$$

Предположим, что в спектре частот 0—Ω_m укладывается не более 1/4 колебания фазовой характеристики

(кривые рис. 3.15) и искажение фазы монотонное. Допустим также, что φ_m невелико и можно ограничиться учетом одной пары дополнительных сигналов. Поскольку в этом случае дополнительные импульсы сдвинуты от основного сигнала на $\pm p = \pm 2k\pi/\Omega_m \leqslant \pi/2\Omega_m$, с, а длительность фронта выходного сигнала $\tau_\Phi \approx 1/2F_m = \pi/\Omega_m$, с, то дополнительные импульсы смещены не более чем на $p \leqslant \tau_\Phi/2$ и накладываются на основной сигнал, искажая его форму. При этом искажения переднего и заднего фронтов сигнала будут асимметричными. На рис. 3.18 приведены примеры выходных сигналов

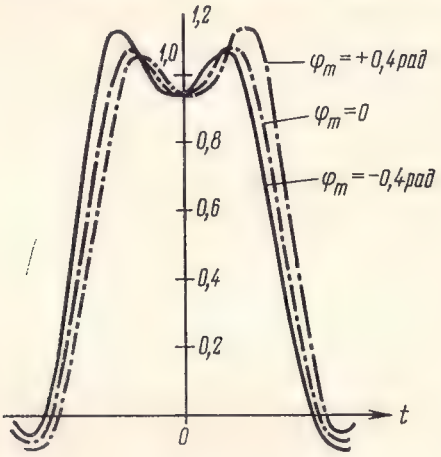


Рис. 3.18. Асимметричное искажение импульса

при передаче *П*-импульсов для случаев, когда $\varphi(\Omega) = \Omega\tau + \varphi_m \sin p\Omega$ и $\varphi(\Omega) = \Omega\tau - \varphi_m \sin p\Omega$ при $\varphi_m = 0{,}4$ рад; $F_m = 6{,}0$ МГц и $k = 1/4$.

Рассмотрим другой случай, когда синусоидальное искажение фазовой характеристики имеет место только на определенном участке спектра. Предположим:

$$\left.\begin{aligned} K(\Omega) &= 1 \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ K(\Omega) &= 0 \text{ для } \Omega > \Omega_m; \\ \varphi(\Omega) &= \tau\Omega \text{ для } 0 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_1 \text{ и } \Omega_2 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m; \\ \varphi(\Omega) &= \tau\Omega + \varphi_m \sin \Omega p \text{ для } \Omega_1 \leqslant \Omega \leqslant \Omega_2. \end{aligned}\right\} \quad (3.49)$$

Характеристики такого тракта показаны на рис. 3.19.

Определим переходную характеристику этого тракта, полагая, что на его вход поступает сигнал (3.14). На выходе тракта появится сигнал

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_1} \frac{\sin\Omega(t-\tau)}{\Omega} d\Omega +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \frac{\sin[\Omega(t-\tau) - \varphi_m \sin\Omega p]}{\Omega} d\Omega + \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_2}^{\Omega_m} \frac{\sin\Omega(t-\tau)}{\Omega} d\Omega \quad (3.50)$$

или

$$f_2(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau)\right] + \frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \left[\sin\Omega(t-\tau) \times\right.$$

$$\times \cos(\varphi_m \sin\Omega p) - \cos\Omega(t-\tau)\sin(\varphi_m \sin\Omega p)\frac{d\Omega}{\Omega} +$$

$$+ \frac{1}{\pi}[\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau) - \operatorname{Si}\Omega_2(t-\tau)].$$

Учитывая (3.46), полагая, что $\varphi_m \leqslant 0{,}5$ рад, и ограничиваясь членами $J_0(q)$ и $J_1(q)$, находим

$$f_2(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau)\right] - \frac{1 - J_0(\varphi_m)}{\pi} \times$$

$$\times [\operatorname{Si}\Omega_2(t-\tau) - \operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau)] - \frac{J_1(\varphi_m)}{\pi}[\operatorname{Si}\Omega_2(t-\tau+p) -$$

$$- \operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau+p) - \operatorname{Si}\Omega_2(t-\tau-p) + \operatorname{Si}\Omega_1(t-\tau-p)]. \quad (3.51)$$

Первый член этого выражения представляет собой полезный сигнал на выходе идеального тракта, второй член — величину искажения формы этого сигнала, а третий член — дополнительные мешающие сигналы. Второй и третий члены выражения (3.51) уменьшаются при уменьшении φ_m, ширины участка искажений $(\Omega_2 - \Omega_1)$ и его относительной ширины Ω_2/Ω_1. Следовательно, чем выше по спектру рабочих частот расположен

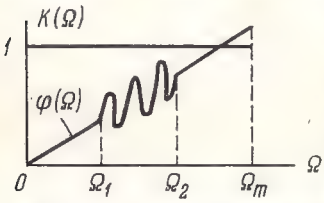


Рис. 3.19. Колебательные изменения фазовой характеристики в интервале частот $\Omega_1 - \Omega_2$

участок с искажениями, тем меньше отношение Ω_2/Ω_1 и слабее эффект искажения.

Выше было показано, что при фазовой характеристике $\varphi(\Omega)=\tau\Omega\pm\varphi_m\sin\Omega p$ амплитуда дополнительных сигналов зависит от φ_m, а смещение их по отношению к основному сигналу определяется количеством колебаний фазовой характеристики k в интервале частот $0—\Omega_m$. При увеличении p изменяется лишь положение дополнительных импульсов, а величина их остается неизменной. При эксплуатации и испытаниях аппаратуры обычно измеряют характеристику группового времени замедления $\tau_{гр}=d\varphi/d\Omega$. Если $\varphi(\Omega)=\tau\Omega\pm\varphi_m\sin\Omega p$, то $\tau_{гр}(\Omega)=\tau\pm p\varphi_m\cos\Omega p$, причем $p\varphi_m=\Delta\tau_{гр}$ — амплитуда колебаний характеристики группового времени. При неизменной амплитуде колебаний группового времени замедления $\Delta\tau_{гр}$ частота колебаний (или p) увеличивается только при уменьшении φ_m. Следовательно, если измеренные колебания $\tau(\Omega)$ становятся более частыми, то это свидетельствует не только об удалении дополнительных сигналов от основного, но также об уменьшении величины этих сигналов.

В тех случаях, когда отклонения фазовой характеристики от линейной превышают 1 рад и приводимая выше методика расчета становится сложной, для расчета переходного процесса можно аппроксимировать фазовую характеристику отрезками прямых линий. В качестве примера рассмотрим тракт с временем замедления τ_1 на участке спектра $0—\Omega_1$ и τ_2 на участке спектра $\Omega_1—\Omega_m$ (рис 3.20). Очевидно, что

$$\tau_1=\frac{\varphi_1}{\Omega_1},\ \text{а}\ \tau_2=\frac{\varphi_m-\varphi_1}{\Omega_m-\Omega_1}. \qquad (3.52)$$

Из рис. 3.20 также следует, что $\tau_2=(\varphi_1-\varphi_0)/\Omega_1$ и, следовательно, $\tau_1=\tau_2+(\varphi_0/\Omega_1)$. Полагаем, что в рабочей полосе частот $K(\Omega)=1$, а вне этой полосы частот $K(\Omega)=0$. Сигнал на выходе тракта [при подаче сигнала (3.14) на его вход] определится из выражения

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_1}\sin\Omega(t-\tau_1)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$

$$+\frac{1}{\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_m}\sin[\Omega(t-\tau_2)-\varphi_0]\frac{d\Omega}{\Omega}, \qquad (3.53)$$

откуда

$$f_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,\Omega_1(t-\tau_1) + \frac{\cos\varphi_0}{\pi}[\mathrm{Si}\,\Omega_m(t-\tau_2) -$$

$$- \mathrm{Si}\,\Omega_1(t-\tau_2)] - \frac{\sin\varphi_0}{\pi}[\mathrm{Ci}\,\Omega_m(t-\tau_2) - \mathrm{Ci}\,\Omega_1(t-\tau_2)].$$

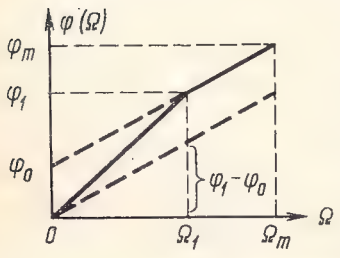


Рис. 3.20. Линейно-ломаная фазовая характеристика

Аналогичным образом определяется $f_2(t)$ и в случае аппроксимации фазовой характеристики несколькими отрезками прямых линий. Если участок спектра $0 - \Omega_1$ составляет значительную часть всей рабочей полосы частот [например, $\Omega_1 \geqslant \Omega_m/2$ (рис. 3.20)], можно говорить о фазовых искажениях на верхних видеочастотах. Наличие таких искажений при передаче $П$-импульсов приводит к увеличению верхнего или нижнего выброса фронта передаваемого импульса. При $\tau_2 > \tau_1$ увеличиваются положительный выброс переднего фронта и отрицательный выброс заднего фронта, а при $\tau_1 > \tau_2$, наоборот, увеличивается положительный выброс заднего фронта передаваемого импульса.

Рассматривая приводимые примеры, можно отметить следующее: фазовые искажения всегда приводят к ухудшению переходной характеристики тракта. Они практически мало влияют на крутизну фронта передаваемого сигнала, но весьма заметно изменяют величину выброса переходной характеристики. Влияние фазо-частотных искажений, как и частотных искажений усиления (затухания) тракта, зависит от того, в какой части спектра они возникают. Чем выше по спектру находится область частот, в которой имеют место искажения, тем слабее их влияние на форму передаваемых сигналов.

Монотонные искажения фазовой характеристики вызывают асимметричные искажения переднего и заднего фронтов передаваемых импульсов. Колебательное искажение фазовой характеристики приводит к появлению отстающих и опережающих дополнительных сигналов на выходе канала. Если рассматривается характеристика частотной неравномерности группового времени за-

медления тракта, то следует иметь в виду, что при неизменной амплитуде колебаний и увеличении частоты колебаний искажения сигнала становятся слабее.

3.6. Переходные характеристики тракта с амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями

В общем случае частотная характеристика тракта может быть представлена в виде

$$\overline{K(\Omega)} = K(\Omega)\, e^{-i\varphi(\Omega)}. \qquad (3.55)$$

При наличии фазовых искажений фазовую характеристику тракта можно представить в виде суммы прямой линии и ряда гармонических кривых:

$$\varphi(\Omega) = \tau\Omega + \sum_{i=1}^{i=n} \varphi_i \sin \Omega p_i. \qquad (3.56)$$

Следовательно,

$$\overline{K(\Omega)} = K(\Omega)\, e^{-i\Omega\tau}\, e^{-i\Sigma\varphi_i \sin \Omega p_i}, \qquad (3.57)$$

где $K(\Omega)e^{-i\Omega\tau}$ — частотная характеристика тракта только с амплитудно-частотными искажениями, а $e^{-i\Sigma\varphi_i \sin \Omega p_i}$ — частотная характеристика тракта только с фазовыми искажениями, у которого $K(\Omega) = 1$.

Таким образом, тракт с искажениями обоих видов можно представить в виде каскадного соединения двух частей: части без фазовых искажений и части, вносящей только фазовые искажения (рис. 3.21). Если на

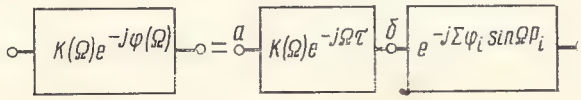


Рис. 3.21. Разделение искажений тракта

вход тракта (точка *а*) подан сигнал $f_1(t)$, то с известной точностью можно сначала определить сигнал $f'_2(t)$ в точке *б*, т. е. учесть влияние амплитудно-частотных искажений. Выше указывалось, что чисто фазовые искажения приводят к появлению пар дополнительных сигналов, сдвинутых на $\pm p$ с по отношению к полезному сигналу. Если $\varphi_i \leqslant 0{,}5$ рад, то амплитуды дополнительных сигналов примерно в $\varphi_i/2$ раз отличаются от

амплитуды полезного сигнала. Складывая графически сигнал $f'_2(t)$ с дополнительными сигналами, можно построить кривую выходного сигнала $f_2(t)$ В тех случаях, когда оба вида искажений однозначно связаны (например, в минимальных фазовых цепях), их действие нужно рассматривать совместно.

На линиях связи из-за несогласованности импедансов строительных участков линий, несогласованности на стыках кабелей и аппаратуры, на стыках элементов аппаратуры и других возникают отраженные сигналы. Несмотря на то, что попутный полезному сигналу (рис. 3.22) дважды отраженный сигнал в практических случаях значительно слабее полезного сигнала, его мешающее действие на изображение может быть заметным. Отраженные сигналы, создающие попутный поток, запаздывают во времени по отношению к основному сигналу. Поэтому на выходе тракта могут появляться только запаздывающие дополнительные сигналы.

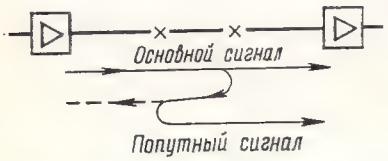


Рис. 3.22. Попутный, дважды отраженный дополнительный сигнал

Допустим, что на какой-либо частоте рабочего спектра при амплитуде рабочего сигнала A возникает отраженный сигнал с амплитудой qA, где $q \ll 1$. Результирующий сигнал представлен в виде векторной суммы $\bar{A}$ и $\bar{q}\bar{A}$ (рис 3.23*а*). Согласно векторной диаграмме фа-

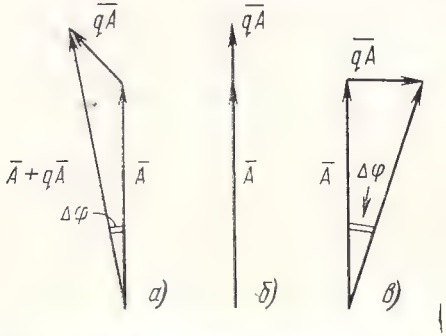


Рис. 3.23. Векторная диаграмма напряжений основного и отраженного (попутного) сигналов

зовый сдвиг $\Delta\varphi$ результирующего сигнала равен нулю, когда его амплитуда равна $A+qA$ (рис. 3.23*б*), и максимален ($\Delta\varphi=\Delta\varphi_{макс}$), когда амплитуда суммарного сигнала практически равна A (рис. 3.23*в*). При небольших $\Delta\varphi_{макс}$ можно считать, что $\Delta\varphi_{макс}\approx qA/A=q$.

В простом случае, когда величина отраженного сигнала при изменении частоты изменяется по закону косинуса[1], результирующий коэффициент передачи тракта (с учетом отражения) будет

$$K(\Omega)=1+q\cos\Omega p,$$

а результирующий фазовый угол любой составляющей

$$\varphi(\Omega)=\Omega\tau+q\sin\Omega p.$$

Если подать на вход такого тракта импульсный сигнал $f_1(t)$ (3.43) длительностью T, то выходной сигнал тракта может быть определен из выражения

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left\{(1+q\cos\Omega p)\sin\left[\Omega t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\right.$$

$$\left.-q\sin\Omega p\right]-(1+q\cos\Omega p)\sin\left[\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)-\right.$$

$$\left.-q\sin\Omega p\right]\Big\}\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (3.58)$$

Учитывая, что

$$\sin\left[\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)-q\sin\Omega p\right]=\sin\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\times$$

$$\times\cos(q\sin\Omega p)-\cos\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\sin(q\sin\Omega p),$$

что для значений $q<0{,}5$

$$\begin{cases}\cos(q\sin\Omega p)\approx J_0(q)\approx 1;\\ \sin(q\sin\Omega p)\approx 2J_1(q)\sin\Omega p\approx q\sin\Omega p\end{cases}$$

и что членами, содержащими q^2, можно пренебречь ввиду их малости, находим

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}+$$

[1] Сложную характеристику коэффициента отражения можно представить в виде суммы гармонических составляющих.

$$+\frac{q}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[\sin\Omega\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\cos\Omega p-\cos\Omega\times\right.$$

$$\left.\times\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)\sin\Omega p\right]\frac{d\Omega}{\Omega}-\frac{1}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\times$$

$$\times\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\frac{d\Omega}{\Omega}-\frac{q}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\left[\sin\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\cos\Omega p-\right.$$

$$\left.-\cos\Omega\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\sin\Omega p\right]\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (3.59)$$

Поскольку

$$\sin\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\cos\Omega p-\cos\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}\right)\sin\Omega p=$$

$$=\sin\Omega\left(t-\tau\pm\frac{T}{2}-p\right),$$

то выходной сигнал

$$f_2(t)=\frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}\right)\right]+$$

$$+q\frac{1}{\pi}\left[\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau+\frac{T}{2}-p\right)-\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\tau-\frac{T}{2}-p\right)\right]. \qquad (3.60)$$

Первый член этого выражения представляет собой напряжение полезного импульса, которое имело бы место на выходе идеального тракта без отражения. Второй член представляет собой отраженный сигнал, отстающий по отношению к полезному сигналу во времени на p с. В данном идеализированном случае отраженный сигнал имеет ту же форму, что и полезный сигнал. В реальных случаях величина q на разных частотах принимает различные значения. Поэтому форма отраженного сигнала может отличаться от формы полезного сигнала.

При каскадном соединении устройств минимально-фазового типа за счет недостаточного согласования их характеристических сопротивлений также будут иметь место одновременные колебания фазы и затухания на выходе цепи, причем колебания затухания будут иметь косинусоидальный, а колебания фазы — синусоидаль-

ный характер. При этом также появятся только запаздывающие дополнительные сигналы. Опережающие дополнительные сигналы из-за фазовых искажений возникают в тех случаях, когда тракту присущи и чисто фазовые искажения, не связанные с одновременным искажением характеристики затухания. Такие искажения могут возникать из-за наличия в тракте цепей неминимально-фазового типа, в частности, фазовых контуров. В реальных ТВ каналах имеют место как запаздывающие, так и опережающие дополнительные сигналы, но количество запаздывающих сигналов обычно больше. Это обстоятельство учитывается при конструировании устройств гармонической коррекции.

4

ГЛАВА

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Усилители линейного тракта и аппаратура оконечных станций обладают известной нелинейностью. В отличие от усилителей видеосигнала, нелинейность которых приводит к появлению нелинейных искажений сигналов ТВ, в усилителях линейного тракта возникают как нелинейные искажения, так и нелинейные помехи [1]. Нелинейные искажения обусловлены продуктами третьего порядка и механизм их возникновения показан в гл. 7. После демодуляции сигналов ТВ нелинейные искажения переносятся в спектр видеочастот и воздействуют на сигнал ТВ подобно искажениям, возникающим в видеоусилителях.

Влияние нелинейных искажений тракта передачи на передаваемый сигнал изображения в конечном счете

[1] Нелинейные помехи, в отличие от нелинейных искажений, характеризуются спектром, не связанным с частотами строк и кадров (за счет участия в их образовании токов телефонии, тока несущей частоты телевидения), и поэтому воспринимаются глазом как помехи «шумовые» или периодические.

оценивается по визуальному эффекту этих искажений при передаче черно-белого и цветного телевидения. Способы оценки нелинейных искажений при передаче сигналов телевидения иные, чем, например, при передаче сигналов вещания или речи. В отличие от уха, которое является анализатором спектра звуковых частот и поэтому способно различать гармоники и комбинационные тона передаваемых сигналов, глаз наблюдателя, воспринимая черно-белое телевизионное изображение, реагирует на относительное изменение его яркости. Изменение яркости наблюдаемого на приемной трубке изображения связано вполне определенной зависимостью (характеристикой приемной трубки — кинескопа) с изменением формы кривой напряжения на управляющем электроде приемной трубки. Поэтому важно оценить изменение формы передаваемого видеосигнала, вызываемое нелинейными искажениями тракта, а не изменение его спектрального состава.

Спектр частот реального черно-белого видеосигнала определяется, главным образом, системой развертки изображения, а нелинейные продукты (гармоники и комбинационные тона) совпадают по частоте с составляющими спектра исходного видеосигнала и вызывают лишь изменения их амплитуд и начальных фаз. Поэтому наблюдателю не всегда удается различить действие линейных и нелинейных искажений. Оба вида искажений изменяют форму напряжения сигнала, и глаз воспринимает их как искажения относительного изменения яркости передаваемого изображения.

Нелинейные искажения черно-белого сигнала (или яркостного для ЦТВ) можно оценить по характеристике зависимости мгновенных значений сигнала на выходе тракта от мгновенных значений на входе при условии фиксации уровня черного для входного сигнала [1]. Такую зависимость можно наблюдать на осциллографе, пропуская через тракт специальный испытательный сигнал. На рис. 4.1 показан пример воздействия нелинейных искажений на форму передаваемого сигнала.

---

[1] Коэффициент нелинейности, используемый для оценки искажений при передаче сигналов вещания и речи, не характеризует изменение формы сигнала, поскольку одной и той же величине коэффициента нелинейности могут соответствовать различные изменения формы передаваемого видеосигнала.

Измерение величины искажений можно произвести с помощью испытательных сигналов: пилообразного с размахом 0,7 В при наложении на него синусоидального напряжения частотой 1200 кГц и амплитудой 0,05 В или ступенчатого сигнала. При использовании пилообразного сигнала (рис. 4.2*а*) на выходе измеряемого тракта с помощью фильтра из него выделяется ток час-

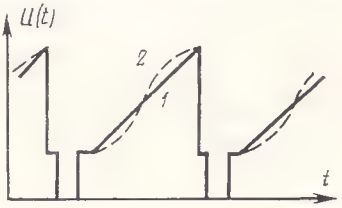


Рис. 4.1. Нелинейное изменение формы сигнала: *1* — сигнал на **входе тракта;** *2* — сигнал на **выходе тракта**

тотой 1200 кГц, который подается на осциллограф. Величина искажений может быть оценена по величине изменения (в %) амплитуды синусоидального сигнала 1200 кГц вдоль строки. При использовании ступенчатого сигнала (рис. 4.2*б*) с равной высотой ступенек на

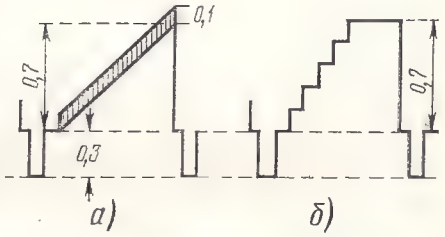


Рис. 4.2. Испытательные сигналы: *а*) пилообразный сигнал с наложенным синусоидальным сигналом частоты 1200 кГц; *б*) ступенчатый сигнал

входе величина нелинейных искажений оценивается по изменению относительной величины ступенек на выходе тракта. Для этого выходной сигнал преобразуется в последовательность импульсов, амплитуды которых соответствуют высоте ступенек на выходе тракта. Если нелинейных искажений нет, то амплитуды импульсов будут одинаковыми.

При передаче черно-белого изображения нелинейные искажения влияют на величину контрастности изображения $\beta = B_{макс}/B_{мин}$ и могут вызывать перераспределение передаваемых контрастов (градационные искажения). Согласно известному закону Вебера-Фехнера минимальное отношение двух различимых глазом яркос-

тей B_1 и B_2 не зависит от абсолютных величин этих яркостей:

$$\frac{B_1}{B} = \frac{B + \Delta B}{B} = 1 + \delta, \qquad (4.1)$$

где $\delta = \text{const}$. По экспериментальным данным $\delta = 0{,}02 \div 0{,}04$.

При заданной величине контрастности изображения β число различимых глазом градаций яркости m определяется из равенства

$$B_{\text{макс}} = (1 + \delta)^{m-1} B_{\text{мин}}, \qquad (4.2)$$

откуда

$$m = \frac{\lg \beta}{\lg (1 + \delta)} + 1. \qquad (4.3)$$

Поскольку ощущение яркостей пропорционально их логарифмам, то наблюдатель не обнаружит искажения градаций (светотеней), если зависимость $B_{\text{изобр}} = \varphi(B_{\text{объекта}})$ для тракта «передающая трубка — канал связи — приемная трубка» будет прямолинейной. Следовательно, если $\lg B_{\text{изобр}} = \gamma \lg B_{\text{объекта}} + \lg k$ или $B_{\text{изобр}} = kB^{\gamma}_{\text{объекта}}$, где $\gamma = \text{const}$ и $k = \text{const}$, то зритель не обнаружит искажения светотеней, а при $\gamma = 1$ контрастность изображения равна контрастности объекта. Поэтому любая нелинейность параболического характера (когда $u_{\text{вых}} = ku^{\gamma}_{\text{вх}}$) не вносит градационных искажений, а изменяет только контрастность изображения. В тех случаях, когда характеристика нелинейности тракта отличается от параболической, будут иметь место градационные искажения. Нелинейные искажения воздействуют также и на сигналы синхронизации, изменяя соотношение размаха импульсов синхронизации к размаху сигнала изображения (от уровня черного до уровня белого). При передаче цветного телевидения нелинейность тракта передачи сигналов не только воздействует на сигналы яркости и цветности раздельно, но и приводит к нелинейному взаимодействию этих сигналов. На сигналы синхронизации нелинейность оказывает примерно такое же воздействие, как при передаче черно-белого телевидения.

Сигнал яркости (при отсутствии сигнала цветности) под воздействием нелинейности тракта изменяется так

же, как и сигнал черно-белого изображения (появляются градационные искажения).

Если на сигнал яркости с постоянным уровнем (рис. 4.3*а*) наложен сигнал цветности, то из-за нели-

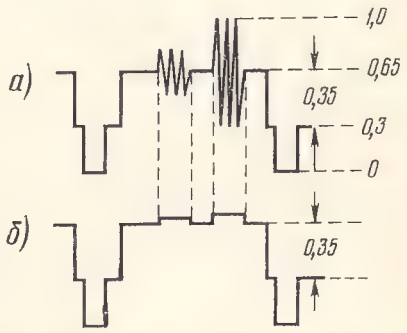


Рис. 4.3. Нелинейное влияние сигнала цветности на сигнал яркости:
а) сигнал на входе тракта; *б*) сигнал яркости на выходе тракта

нейности амплитудной характеристики тракта передачи сигналов на выходе тракта амплитуды цветовой поднесущей во время положительного и отрицательного полупериодов будут отличаться и появится «средняя составляющая» сигнала цветности, которая добавится к сигналу яркости (рис. 4.3*б*). При неизменной величине сигнала цветности его нелинейное воздействие на сигнал яркости может изменяться в зависимости от уровня сигнала яркости.

Нелинейность тракта может оказывать влияние как на величину сигнала цветности, так и на его начальную фазу. В результате воздействия нелинейности на величину сигнала цветности цветовая поднесущая (наложенная на сигнал яркости неизменной величины) на выходе тракта будет изменяться непропорционально ее изменению на входе, что приведет к искажениям насыщенности передаваемого цвета. При этом может изменяться и фаза поднесущей вследствие возможного изменения параметров усилительных элементов при изменении величины сигнала.

Нелинейное воздействие сигнала яркости на сигнал цветности заключается в следующем. Если сигнал цветности с неизменной амплитудой наложить на сигнал яркости, то изменение величины сигнала яркости (от уровня черного до уровня белого) при нелинейной амплитудной характеристике тракта будет приводить к измене-

ниям амплитуды сигнала цветности. Такие искажения называют искажениями типа «дифференциальное усиление». Кроме того, изменения сигнала яркости могут оказывать влияние на фазу цветовой поднесущей на выходе тракта. Такие искажения, называемые искажениями типа «дифференциальная фаза», появляются вследствие того, что активные и реактивные составляющие эквивалентной схемы усилительного элемента могут в известной мере изменяться под воздействием поступающего на его вход напряжения сигнала. К дифференциальным искажениям более чувствительны системы ЦТВ с квадратурной модуляцией поднесущей. Общая классификация нелинейных искажений, возникающих при передаче ЦТВ, представлена на рис. 4.4.

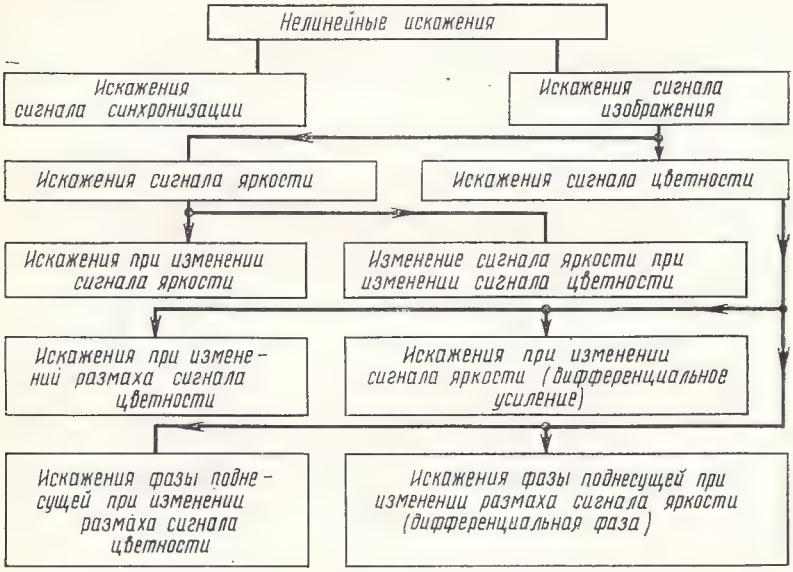


Рис. 4.4. Классификация нелинейных искажений при передаче ЦТВ

Нелинейные искажения сигнала яркости можно также определять с помощью испытательных сигналов, изображенных на рис. 4.2*а* и *б*, а нелинейные искажения сигнала синхронизации — с помощью только пилообразного сигнала (рис. 4.2*а*). При этом используются

сигналы, соответствующие передаче «черного» и «белого» (см. приложение 1). Искажения синхроимпульсов оцениваются по изменению их размаха относительно размаха полного видеосигнала (при передаче «черного» и «белого»).

Искажения сигнала яркости под воздействием изменения сигнала цветности (перекрестные искажения «цветность — яркость») можно оценивать с помощью испытательного сигнала рис. 4.5*а*, состоящего из сигна-

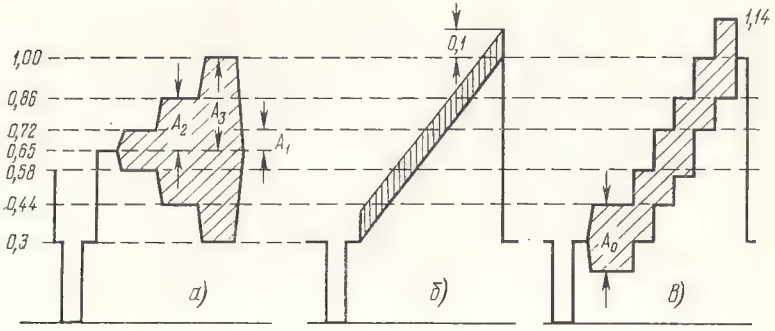


Рис. 4.5. Испытательные сигналы:
а) трехступенчатый сигнал цветовой поднесущей частоты, наложенный на 50%-ный сигнал яркости: *б*) пилообразный сигнал яркости с наложенным сигналом цветовой поднесущей частоты; *в*) ступенчатый сигнал яркости с наложенным сигналом цветовой поднесущей

ла яркости с размахом 0,35 В, на который наложен сигнал цветовой поднесущей. На выходе тракта, после отфильтровки напряжения цветовой поднесущей, определяется отклонение сигнала яркости в процентах от 0,35 В вдоль строки. Нелинейные искажения сигнала цветности при изменении его размаха также можно оценивать с помощью испытательного сигнала (рис. 4.5*а*), так как нелинейность тракта нарушит соотношение между величинами A_1, A_2 и A_3 на выходе тракта по отношению к их соотношению на входе. Нелинейное искажение усиления сигнала цветности может быть определено в процентах как большее из двух значений:

$$k = \frac{A_1 - 1/3 \cdot A_2}{1/3 \cdot A_2} \cdot 100\% \text{ или } k = \frac{A_3 - 5/3 A_2}{5/3 A_2} \cdot 100\%$$

(при $A_1=0{,}07$, $A_2=0{,}21$ и $A_3=0{,}35$ нелинейность отсутствует и $k=0$). Нелинейное искажение фазы может быть определено как большая из двух разностей фаз (в градусах), получаемых при сравнении фаз трех ступеней цветовой поднесущей в испытательном сигнале рис. 4.5*а*. Величину сдвига фазы (во время скачкообразного изменения сигнала цветности) можно определить разными способами, например, путем сравнения в фазовом детекторе принятого ступенчатого сигнала цветовой поднесущей с опорным сигналом цветовой поднесущей от местного генератора, синхронизируемого напряжением цветовой поднесущей во время передачи задней площадки гасящего импульса строк.

Искажения сигнала цветности под воздействием изменения сигнала яркости (дифференциальное усиление и дифференциальная фаза) можно оценить с помощью испытательных сигналов, изображенных на рис. 4.5*б* или 4.5*в*. На пилообразный сигнал рис. 4.5*б* наложено синусоидальное напряжение поднесущей частоты 4,3 МГц с размахом 0,1 В. При использовании этого сигнала для измерения величины дифференциального усиления на выходе тракта отфильтровывается напряжение цветовой поднесущей и измеряется изменение ее размаха вдоль строки. Дифференциальное усиление определяется как $(1-m/M)\cdot 100\%$, где m — минимальный, а M — максимальный размах поднесущей в пределах строки.

При использовании ступенчатого сигнала (рис. 4.5*в*) дифференциальное усиление можно оценить по величине изменения размаха отфильтрованной поднесущей отдельных ступенек по отношению к размаху ее на уровне гасящего импульса A_0, т. е. как $(A_{макс}-A_{мин})/A_0\cdot 100\%$, где $A_{макс}$ и $A_{мин}$ — максимальное и минимальное значения размаха поднесущей в пределах строки. Дифференциальную фазу можно определить как сумму максимальных (положительных и отрицательных) отклонений фазы цветовой поднесущей на интервале строки от значения ее фазы на уровне гасящего импульса.

Значительная нелинейность как телевизоров, так и передающих устройств телецентров, прежде всего, определяется нелинейностью телевизионных передающих и приемных трубок. Наибольшее распространение получили такие передающие трубки, как иконоскопы, суперэмитроны и суперортиконы. Коэффициент контрастности γ иконоскопов и суперэмитронов обычно меньше еди-

ницы, и, кроме того, он изменяется в зависимости от освещенности передаваемого объекта. Так, у иконоскопов $\gamma=0{,}85—0{,}95$ при слабой освещенности, $\gamma=0{,}5—0{,}6$ при средней и $\gamma=0{,}1$ при значительной освещенности; у суперэмитронов $\gamma=0{,}4—0{,}7$ при слабой освещенности, $\gamma=0{,}4—0{,}5$ при средней и $\gamma=0{,}15—0{,}2$ при значительной освещенности. Только суперортиконы не искажают контрастность ($\gamma\approx1$) при изменении освещенности в довольно широких пределах. Приемные трубки, у которых $\gamma=1{,}5—3{,}0$, значительно увеличивают контрастность изображения. Поэтому часто характеристики передающих и приемных трубок в какой-то степени взаимно компенсируются. Контрастность реальных объектов значительно больше контрастности трубок (последняя обычно не превосходит $\gamma=30$ и редко достигает $\gamma=50$). Поэтому трубки значительно уменьшают контрастность передаваемых объектов и вносят искажения светотеней.

Междугородные тракты передачи телевидения обычно не содержат звеньев с большим размахом видеосигнала или модулированного сигнала. Размах видеосигналов в разных системах связи не превосходит 1—2 В, а линейных сигналов 2—3 В.

Допустимая величина нелинейных искажений каналов ТВ определяется ГОСТ 19463—74 (см. приложение 1). Несмотря на весьма малую нелинейность усилителей линейного тракта систем связи, выполнение требования ГОСТ при сотнях усилителей в тракте протяженностью 2500 км связано с известными трудностями.

5

ГЛАВА

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

5.1. Общие замечания

В тракте передачи сигналов ТВ возникают, главным образом, помехи флуктуационного и нелинейного происхождения и помехи от источников питания. При недо-

статочном экранировании отдельных звеньев тракта встречаются и наведенные помехи. Нелинейные помехи возникают как в усилителях линейного тракта, так и в аппаратуре оконечных ТВ станций. Спектральный состав нелинейных помех не связан с частотами строк и кадров, и поэтому они воспринимаются глазом наблюдателя иначе, чем нелинейные искажения. В образовании нелинейных помех участвуют как токи составляющих модулированного сигнала ТВ, так и токи многоканального сигнала, контрольных частот и др. Помехи, вызванные токами многоканального сигнала, могут быть распределены в значительной части спектра частот канала ТВ или во всем его спектре частот по определенному закону. Воздействие этих помех на изображение аналогично воздействию флуктуационных помех. Нелинейные помехи, в образовании которых участвуют токи несущих или контрольных частот, а также мощных составляющих сигнала ТВ, могут распределяться на конкретных частотах. Воздействие таких помех будет аналогично воздействию периодических помех. Помехи с фиксированными частотами могут возникать и в оконечном оборудовании за счет нелинейности и несбалансированных остатков несущих частот преобразователей.

Флуктуационные помехи возникают в линейном тракте (примерно 75% мощности помех) и в оконечных станциях ТВ. Спектральное распределение помех линейного тракта в разных системах связи может быть различным. Результирующее распределение помех по спектру видеочастот (после демодуляции сигнала) зависит также от принятого в системе предварительного искажения передаваемых сигналов (см. § 8.1). Кроме того, в области частот ниже 600 кГц величина помех зависит и от принятого способа формирования сигнала с несимметричными боковыми полосами (см. § 2.4).

5.2. Периодические помехи

В тракте передачи сигналов ТВ помехи с фиксированными частотами могут быть низкочастотными и высокочастотными. Последние обычно нелинейного происхождения. Низкочастотные помехи возникают при питании аппаратуры переменным током, за счет недостаточной фильтрации гармоник тока питающей сети в

выпрямительных устройствах, а также за счет наводок на кабели. На экране телевизора помехи, частота которых кратна частоте полукадров (50 Гц), проявляются в виде горизонтальных темных и светлых полос. Количество полос равно отношению частоты помехи к частоте полей. Если частота помехи немного отличается от ближайшей к ней гармоники частоты полей, то полосы будут медленно двигаться в вертикальном направлении по экрану телевизора. Помеха, изохронная с частотой полей, вызывает неравномерную яркость экрана по вертикали. Сильная помеха такого рода может повлиять на работу устройств развертки изображения и искривить его (рис. 5.1*а*). Но столь мощная помеха может появиться только за счет случайной наводки.

Рис. 5.1. Влияние синусоидальной помехи: *а*) сильной помехи 50 Гц; *б*) при $f_п = mf_с$; *в*) при $f_п = mf_с \pm pF_к$

Глаз наблюдателя сравнительно мало чувствителен к помехам от гармоник 50 Гц («фоновым» помехам). Мешающее их действие практически незаметно при отношении сигнал/помеха порядка 30—35 дБ.

Высокочастотные синусоидальные помехи видны на экране в виде специфических сеток из темных и светлых полос. Густота сеток и их наклон определяются как абсолютным значением частоты помехи, так и ее положением в видеоспектре относительно гармоник строчной частоты $f_с$. Сетки могут быть неподвижными и подвижными.

Рассмотрим сначала зависимость визуального эффекта, производимого помехой, от ее положения в видеоспектре относительно гармоник частоты строк, т. е. при изменении частоты помехи в пределах от $f_п = mf_с$ до $f_п = (m+1)f_с$. При этом весьма существенна роль процесса синтеза изображения на приемной стороне (в телевизоре, видеоконтрольном устройстве). Процесс развертки изображения на приемной стороне синхронизирован с процесом развертки на передающей стороне и поэтому не изменяет полезный сигнал изображения. Синусоидальная помеха благодаря этому процессу «разбивается» на отрезки синусоидальных сигналов с дли-

тельностью, равной времени прохождения одной строки. Проследим, как будет изменяться фаза напряжения помехи за время одного кадра на примере некоторых частных случаев:

а) помеха совпадает по частоте с гармоникой строчной частоты, т. е. $f_п = mf_с$, где $m = 1, 2, 3, \ldots$ За время прохождения одной строки пройдет m периодов помехи, а за время одного кадра — mz периодов помехи (z — число строк в кадре). Поэтому изменения яркости любой точки экрана, вызванные помехой за время прохождения каждого кадра, будут синфазны. Помеха появится на экране в виде m вертикальных полос темных и такого же числа светлых (рис. 5.1*б*);

б) частота помехи $f_п = mf_с \pm pF_к$, где $F_к$ — частота кадров; p — целое число, причем $p < z/2$. Период помехи $T_п = 1/(mz \pm p)F_к$. За время прохождения одного кадра уложится целое число периодов помехи $mz \pm p$. За время прохождения одной строки целое число периодов не уложится. Сдвиг фазы помехи от начала одной строки к началу следующей составит $\frac{p}{z} 2\pi$ рад. При этом сложение яркостей данной точки изображения, обусловленных помехой, в каждом последующем кадре будет синфазным. Такая помеха вызовет на экране неподвижные наклонные полосы (рис. 5.1*в*);

в) помеха расположена в середине между двумя гармониками строчной частоты и $f_п = (m + \frac{1}{2})f_с$. За время прохождения одного кадра $T_к = 1/F_к$ уложится

$$\frac{T_к}{T_п} = \frac{1}{F_к}\left(m + \frac{1}{2}\right)f_с = \left(mz + \frac{1}{2}z\right) = \left(mz + \frac{z-1}{2}\right) + \frac{1}{2}$$

периодов помехи, поскольку z — нечетное число строк. Поэтому знак яркости, вызываемой помехой в любой точке экрана, через каждый кадр будет изменяться на обратный. Обусловленная помехой величина яркости будет колебаться относительно средней яркости этой точки экрана с частотой кадров. Такое мерцание малозаметно и визуальный эффект помехи несравненно слабее, чем в случае а);

г) частота помехи $f_п = mf_с \pm (p \pm \frac{1}{2})F_к$. При этом за время прохождения одного кадра фаза помехи изменится на π, рад, и ее мешающий эффект будет слабее.

При других частотах фиксированных помех на экране будут видны движущиеся наклонные полосы. Положение помехи по отношению к гармоникам частоты строк может изменяться во времени. Это следует учитывать при определении норм на помехи такого рода.

Визуальный эффект синусоидальной помехи существенно зависит от абсолютного значения ее частоты. Чем выше частота помехи, тем у́же и, следовательно, менее заметны вызываемые ею полосы на экране телевизора. Визуальный эффект помехи мало изменяется при изменении ее частоты от 1 кГц до 1 МГц, но существенно ослабляется при увеличении частоты помехи от 1 до 6 МГц (для черно-белых изображений). Помеха заметнее на фоне неподвижного изображения, а также на серых участках изображения (появляется в виде полос на гладких деталях изображения и вызывает «зубчатость» границ раздела черного и белого).

Проведенные в связи с разработкой отечественной аппаратуры опыты (в 1952 г.) показали, что при расстоянии от глаза наблюдателя до неподвижного изображения на экране, равном четырем высотам экрана, помеха становится незаметной, если отношение сигнал/помеха соответствует кривой *1* на рис. 5.2 (для черно-

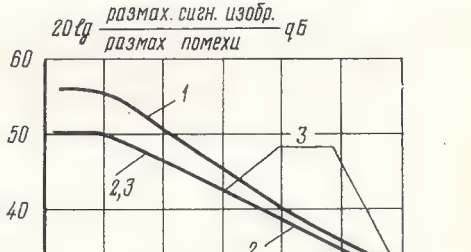


Рис. 5.2. Зависимость отношения сигнал/помеха от частоты:

1 — визуальное восприятие помехи; *2* — норма МККТТ при передаче черно-белого ТВ сигнала; *3* — возможная норма при передаче ЦТВ сигнала

белого ТВ). Во время передачи помеха несколько маскируется шумами и движением самого изображения. Для магистралей протяженностью 2500 км рекомендованная МККТТ норма защищенности от синусоидальных помех при передаче черно-белого изображения составляет 50 дБ в диапазоне частот 1 кГц—1 МГц и линейно

снижается до 30 дБ на частоте 6 МГц (кривая 2, рис. 5.2). При передаче цветных изображений синусоидальные помехи, попадающие в канал цветности в телевизоре, проходят через корректор устройств высокочастотной предкоррекции, который в значительной мере ослабляет помехи по мере их удаления от частоты 4,28 МГц. Затем ослабленная помеха демодулируется с сигналами обеих поднесущих в ЧМ детекторе. После демодуляции помеха дополнительно ослабляется цепью низкочастотной коррекции телевизора (рис. 5.3).

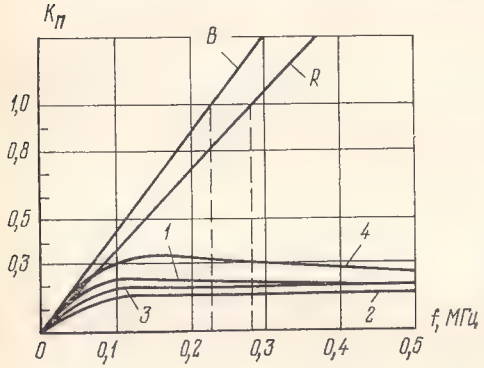


Рис. 5.3. Зависимость «коэффициента передачи помехи» от частоты помехи для цветовых поднесущих

Известно, что воздействие помехи на сигнал цветности приводит к амплитудной и фазовой модуляции цветовой поднесущей. Перед ЧМ детектором имеется амплитудный ограничитель. Суммарное напряжение немодулированной поднесущей частоты $u_с = U_с \cos \omega_0 t$ и помехи $u_п = U_п \cos \omega_п t$ на входе ограничителя можно привести к виду

$$u = u_с + u_п = \sqrt{[U_с + U_п \cos(\Delta\omega_п t)]^2 + \rightarrow}$$
$$\rightarrow \overline{+ U_п^2 \sin^2(\Delta\omega_п t) \sin(\omega_0 t + \psi)}, \qquad (5.1)$$

где $\Delta\omega_п = \omega_п - \omega_0$, а $\operatorname{tg}\psi = U_п \sin \Delta\omega_п t / (U_с + U_п \cos \Delta\omega_п t)$. В системах коаксиального кабеля $U_п \ll U_с$. При таком условии можно пренебречь малыми членами в (5.1) и тогда $\psi \approx \operatorname{tg}\psi \approx \frac{U_п}{U_с} \sin \Delta\omega_п t$, а

$$u = U_с \left[1 + \frac{U_п}{U_с} \cos \Delta\omega_п t\right] \sin\left(\omega_0 t + \frac{U_п}{U_с} \sin \Delta\omega_п t\right). \qquad (5.2)$$

Паразитная амплитудная модуляция устраняется ограничителем. Мгновенная фаза напряжения $\varphi=\omega_0 t+\frac{U_п}{U_с}\sin\Delta\omega_п t$, а частота его $\omega=d\varphi/dt=\omega_0+\Delta\omega'\cos(\Delta\omega_п t)$, где $\Delta\omega'=\frac{U_п}{U_с}(\omega_п-\omega_0)$.

На выходе ЧМ детектора в телевизоре частота помехи будет равна $\omega_п-\omega_0$, а амплитуда ее будет примерно пропорциональна частоте помехи и отношению $U_п/U_с$ до ограничителя. Поэтому помеха, находящаяся на расстоянии 280 кГц от поднесущей f_{OR}, и помеха, находящаяся на расстоянии 230 кГц от поднесущей f_{OB} (при равных амплитудах помех до ЧМ детектора), вызовут после ЧМ детектора помехи одинаковой величины с частотами 280 и 230 кГц соответственно (рис. 5.3, прямые *B* и *R*). Высокочастотный корректор будет вносить разное ослабление для помех, расположенных выше и ниже каждой из поднесущих частот, так как минимум коэффициента передачи корректора не совпадает с поднесущими частотами 4,25 и 4,406 МГц.

Суммарное ослабление помех (с учетом низкочастотной коррекции цветоразностных сигналов) в строках с сигналом *R—Y* (после переноса помехи в область видеочастот) соответствует кривым *1* и *2*, а в строках с сигналом *B—Y* — кривым *3* и *4* на рис. 5.4. В результате ослабления помех двумя корректорами предыскажений коэффициент передачи при переносе помехи из области частот 3,7—4,9 МГц в область частот ниже 0,6 МГц мало отличается для помех, попадающих в

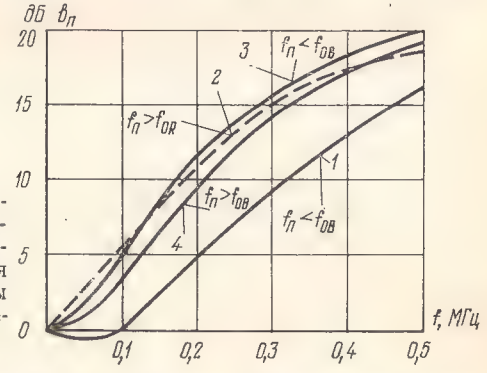


Рис. 5.4. Ослабление синусоидальной помехи канала цветности корректорами предыскажения при изменении частоты демодулированной помехи

область частот от 0,1 до 0,6 МГц (кривые *1—4*, рис. 5.3). Поэтому для всей области частот, в которой передаются сигналы цветности, приближенно можно принять одинаковую норму на отношение размаха сигнала изображения к размаху помехи. В настоящее время периодические помехи ГОСТ 19463—74 не нормированы. Синусоидальная помеха, получаемая после демодуляции сигнала цветности, не будет вызывать на экране непрерывные полосы, так как частота помехи будет разной в строках $R—Y$ и $B—Y$.

На электроды трехцветной трубки подаются сигналы $R'—Y'$, $B'—Y'$ и $G'—Y'=—0{,}51(R'—Y')—0{,}19(B'—Y')$. Цветоразностные сигналы равны $—1{,}9(R'—Y')$ и $1{,}5(B'—Y')$. При образовании сигналов, подаваемых на электроды трубки, помехи будут ослаблены в 1,9 раза (для $R'—Y'$), в 1,5 раза для $B'—Y'$ и примерно в 2 раза для $G'—Y'$. На катоды трубки подаются сигналы Y'. Можно полагать, что норма на периодические помехи для частот 3,7—4,9 МГц может быть равна или даже на 2—3 дБ ниже нормы на помехи для частот до 1 МГц. Однако последняя может быть несколько выше, чем при передаче черно-белого ТВ сигнала. В области частот от 1 до 3 МГц и выше 5 МГц норму можно снизить, как это показано ломаной линией *3* на рис. 5.2. С учетом передачи ЦТВ трех стандартов (NTSC, PAL и SEKAM) в Докладе 486 МККР (1974 г.) предложена новая норма (55 дБ) на синусоидальные помехи.

5.3. Флуктуационные помехи

Флуктуационные помехи (тепловые «шумы» кабеля, шумы усилителей и оконечной аппаратуры) распределены во всем спектре рабочих частот видеосигнала. Аналогичное им воздействие на изображение оказывают и нелинейные шумы, обусловленные передачей многоканального сигнала и распределенные либо во всем, либо в части рабочего спектра частот. В каждом участке спектра флуктуационные и распределенные нелинейные помехи суммируются по мощности. Расчет величины нелинейных помех приведен в гл. 7. Ниже рассматривается влияние флуктуационных помех на качество изображения (после переноса их в спектр видеочастот). Заметим, что это относится и к суммарной распределенной по

спектру ТВ сигнала помехе (флуктуационной и нелинейной).

Флуктуационные помехи канала ТВ практически подчиняются закону нормального распределения, и поэтому можно говорить лишь о вероятности того, что напряжение помехи находится между величинами $u-\frac{1}{2}du$ и $u+\frac{1}{2}du$. Вероятность того, что напряжение помехи находится в пределах $\pm 2U_{эфф}$, составляет 95,4%. Вероятность превышения $\pm 2U_{эфф}$ составляет 4,6%, вероятность превышения $\pm 3U_{эфф}$ составляет 0,27%.

Глаз не воспринимает действия эффективного значения помехи на экране непосредственно. При передаче черно-белого телевидения он реагирует на светлые или темные пятна, вызванные отдельными выбросами флуктуационной помехи, которые в каждом кадре попадают на разные точки экрана. При значительных помехах изображение видно как бы сквозь пелену мерцающих светлых и темных точек. Иногда создается впечатление, что все изображение «кипит». Флуктуационные помехи размывают резкие очертания изображений и, таким образом, снижают его четкость. Кроме того, флуктуационные помехи уменьшают контрастность изображения, сокращая число различимых градаций яркости. Зависимость числа различимых градаций яркости от отношения сигнал/помеха приведена на рис. 5.5.

Мешающий эффект помехи существенно зависит от распределения мощности помехи по спектру частот видеосигнала. Исследование влияния помех на качество изображения показало, что при одинаковой мощности низкочастотные помехи значительно заметнее на экране, чем высокочастотные. Поэтому помеха, спектральная плотность которой с увеличением частоты возрастает, менее заметна на изображении, чем равная ей по мощности помеха с равномерным распределением в рабочей полосе частот канала ТВ. Помеха более заметна на гладких серых и темно-серых деталях изображения. Высокочастотная помеха создает впечатление мелкозернистого «кипения», а низкочастотная помеха проявляется в виде появляющихся и исчезающих длинных гори-, зонтальных полос, на фоне которых заметна мелкозернистая помеха.

Глаз наблюдателя легко замечает изменение величины флуктуационной помехи. Опыты, проведенные при разработке системы связи К-1920, показали, что при действии помехи, равномерно распределенной по видеоспектру, глаз отмечает изменение помехи на ±1 дБ при отношении размаха сигнала к эффективному значению помехи порядка 35—40 дБ. Такая помеха («плоский» шум) при отношении сигнал/помеха, равном 45 дБ, практически незаметна на расстоянии $4h$ от экрана и различима только с малых расстояний (20—30 см) от экрана. В каналах ТВ кабельных и радиорелейных линий оказалось возможным распределить флуктуационные помехи по спектру таким образом, чтобы их мощность на выходе приемной станции с увеличением частоты возрастала. Это ослабляет визуальный эффект помехи. На рис. 5.6 показано распределение помех на входе приемных станций систем К-1920 (кривая *1*) и К-3600 (кривая *2*) с учетом предыскажения в области линейной несущей частоты.

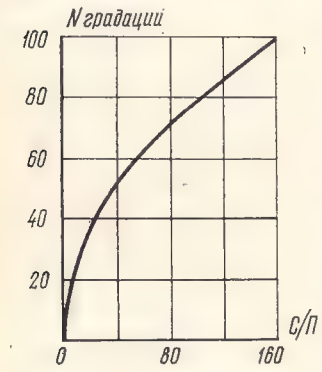


Рис. 5.5. Зависимость числа различимых градаций от отношения сигнал/помеха

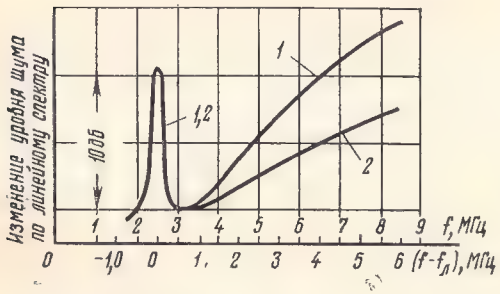


Рис. 5.6. Возможное распределение флуктуационных помех в каналах ТВ:
1 — системы К-1920; *2* — системы К-3600

По величине эффективного напряжения помехи нельзя оценить эффект ее действия, так как он в большей мере зависит от спектральной характеристики помехи. Поскольку в разных системах передачи ТВ сигна-

лов помехи имеют различные спектральные распределения, то наиболее правильно визуальный эффект помехи можно оценить, измеряя ее величину с помощью широкополосного указателя уровня с «взвешивающим» контуром на входе указателя и фильтром нижних частот, ограничивающим рабочую полосу частот до 6 МГц (рис. 5.7). Роль взвешивающего контура (его часто на-

Рис. 5.7. Структурная схема измерительного устройства:
1 — фильтр Д-6 МГц; *2* — взвешивающий контур; *3* — широкополосный указатель уровня

зывают фильтром) в данном случае аналогична роли псофометрического фильтра при измерении шума в канале ТЧ, а «взвешенная» помеха эквивалентна «псофометрическому» шуму.

Взвешивающая функция определяется с учетом характеристик глаза и приемной трубки. Частотная характеристика глаза показывает, как изменяется минимальная, заметная глазом величина яркости детали в зависимости от ее размеров. Частотная характеристика черно-белой приемной трубки (кинескопа) показывает, как изменяется модуляция яркости на экране трубки в зависимости от частоты сигнала при синусоидальном сигнале с неизменной амплитудой на управляющем электроде трубки.

Расчетная взвешивающая функция представляет собой сумму характеристик глаза и приемной трубки. Взвешивающие функции определялись также экспериментально. С помощью набора разных полосовых фильтров и фильтров нижних частот сравнивались визуальные эффекты помех на выходах отдельных фильтров между собой или с визуальным эффектом «гладкой» помехи во всей рабочей полосе частот. В результате были построены взвешивающие функции для различных телевизионных стандартов. На рис. 5.8 приведены экспериментальные (кривые *1* и *2*) и расчетная (кривая *3*) взвешивающие функции для стандарта 625 строк. Несмотря на использование различной аппаратуры и на разную методику экспериментов, полученные результаты мало отличались от расчетной взвешивающей функции. Это подтверждает возможность правильной оценки визуального эффекта помех с любой спектральной ха-

рактеристикой путем использования при измерении стандартизованного взвешивающего фильтра.

Рассмотренные выше взвешивающие функции довольно точно аппроксимируются характеристикой Т-об-

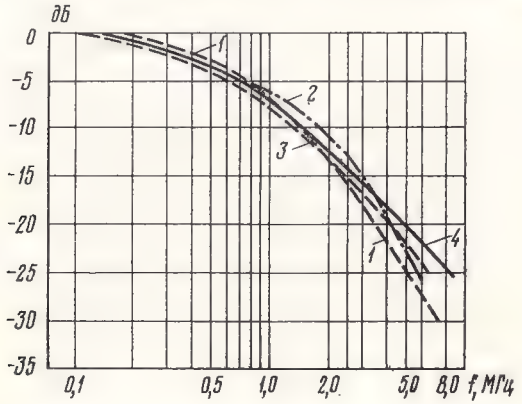


Рис. 5.8. Взвешивающие характеристики:
1, *2* — экспериментальные; *3* — расчетная; *4* — для контура

разного амплитудного контура (рис. 5.9). Если в такой схеме $Z_1 = i\omega L$, $Z_2 = 1/i\omega C$ и $Z_1 Z_2 = L/C = R^2$, то коэффициент передачи контура

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + i\omega L/R} \text{ или } \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + i\omega\tau},$$

$$\text{а } \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 = \frac{1}{1 + \omega^2\tau^2}, \qquad (5.3)$$

где $\tau = L/R$. Согласно рекомендациям МККТТ для телевизионного стандарта 625 строк используется контур, у которого $\tau = 0{,}33$ мкс, $L = 24{,}8$ мкГ, а $C = 4400$ пФ (рис. 5.9). Характеристика затухания такого контура (кривая *4*, рис. 5.8) достаточно хорошо совпадает с требуемой взвешивающей функцией.

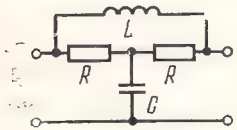


Рис. 5.9. Взвешивающий амплитудный контур

Производя расчеты помех в ТВ устройствах, иногда необходимо определить ожидаемую величину взвешенной помехи при заданной спектральной характеристике помехи. В простейших случаях, когда спек-

тральная характеристика помехи равномерна (гладкая помеха) или возрастает линейно с частотой, вносимое взвешивающим контуром ослабление помехи просто определить аналитически.

Допустим, что частотная зависимость мощности помехи на входе взвешивающего контура будет $p(f)$. В этом случае полная мощность помехи на выходе контура [с учетом (5.3)]

$$P_{\text{виз}} = \int_{f_{\text{мин}}}^{\text{макс}} p(f) \left[\frac{df}{[1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2]} \right]. \qquad (5.4)$$

Вносимое контуром ослабление помехи $a_{\text{к}}$ представляет собой отношение полных мощностей помехи на входе и на выходе контура

$$a_{\text{к}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{виз}}} = 10 \lg \frac{\int_{f_{\text{мин}}}^{f_{\text{макс}}} p(f)\, df}{\int_{f_{\text{мин}}}^{f_{\text{макс}}} p(f) \dfrac{df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2}}. \qquad (5.5)$$

В случае помехи с равномерным спектром

$$p(f) = p_1 \text{ const} \text{ и } P_{\text{вх}} = p_1 (f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}});$$

$$p_{\text{виз}} = p_1 \int_{f_{\text{мин}}}^{\text{макс}} \frac{df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2} = p_1 \frac{\operatorname{arc\,tg}(2\pi\tau f_{\text{макс}}) - \operatorname{arc\,tg}(2\pi\tau f_{\text{мин}})}{\pi\tau}, \qquad (5.6)$$

где p_1 — мощность помехи в полосе частот 1 Гц. Для $f_{\text{макс}} = 6{,}0$ МГц, $f_{\text{мин}} = 50$ Гц и $\tau = 0{,}33$ мкс вносимое контуром ослабление помехи $a_{\text{к}} = 9{,}2$ дБ. Следовательно, визуально воспринимаемая мощность «гладкой» помехи на 9,2 дБ ниже ее действительной мощности.

Если с ростом частоты напряжение помехи возрастает линейно, мощность ее в этом случае возрастает пропорционально квадрату частоты, то $p(f) = kf^2$ и суммарная мощность помехи на входе взвешивающего контура

$$P_{\text{вх}} \approx k \int_0^{f_{\text{макс}}} f^2 df = \frac{1}{3} k f_{\text{макс}}^3, \qquad (5.7)$$

поскольку $f_{мин}$ близка к нулю. Взвешенная мощность помехи

$$P_{взв} \approx k \int_{f_{мин}}^{f_{макс}} \frac{f^2 df}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau^2} = k \left[\frac{f_{макс}}{(2\pi\tau)^2} - \frac{\operatorname{arc\,tg}(2\pi\tau f_{макс})}{(2\pi\tau)^3} \right]. \quad (5.8)$$

Для $f_{макс}=6{,}0$ МГц и $\tau=0{,}33$ мкс ослабление помехи взвешивающим контуром составляет примерно 17,5 дБ.

В системах передачи по коаксиальному кабелю спектральная характеристика помехи в ТВ канале обычно не может быть задана аналитически и определяется в виде кривой. При предварительных расчетах шума в канале яркости можно, используя характеристику затухания взвешивающего контура, графическим путем построить характеристику взвешенной помехи, а затем вычислить величину суммарной взвешенной помехи (см. гл. 9).

При передаче ЦТВ шумы канала, находящиеся в области сигналов цветности, суммируются с сигналом яркости Y и, кроме того, демодулируются вместе с сигналом цветности и переносятся при этом в область нижних видеочастот. Поэтому в приемной трубке происходит суммирование шумов каналов яркости и цветности в области нижних видеочастот (ниже 1 МГц). Исследованиями визуального восприятия помех при передаче ЦТВ было установлено, что при равной видности шумов на изображении напряжение «красного» шума может быть в 3,7—4,0 раза, а напряжение «синего» шума — в 2,9—3,5 раза больше напряжения «зеленого» шума, принятого за 1,0. Следовательно, глаз более чувствителен к зеленому шуму. Измерениями было также установлено, что равномерный по спектру шум в канале яркости заметен значительно больше, чем равный ему по напряжению шум в канале цветности.

Флуктуационные помехи в канале цветности могут быть взвешены с помощью примерно симметричного относительно частоты 4,3 МГц полосового фильтра (рис. 5.10). Измеряется отношение размаха сигнала яркости к величине взвешенного напряжения помехи в канале цветности. В настоящее время норма на допустимый уровень помех в канале цветности еще не установлена. Однако можно полагать, что при использовании взвешивающего фильтра с характеристикой, изображен-

ной на рис. 5.10, норма будет на несколько децибел ниже нормы для канала яркости. Собственные шумы передающих трубок довольно велики (отношение сигнал/шум порядка 40 дБ). Поэтому шумы каналов ТВ при отношении сигнал/шум $\geqslant$50 дБ не вносят сколько-нибудь заметного ухудшения качества передаваемого изображения.

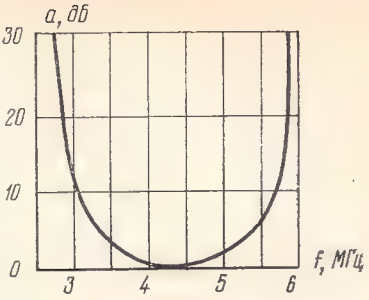


Рис. 5.10. Характеристика взвешивающего фильтра канала цветности

6

ГЛАВА

МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ

6.1. Модуляция сигналов на передающей стороне

Оконечная аппаратура канала телевидения может содержать одну или несколько ступеней модуляции. Ток несущей частоты модулируется видеосигналом в первом модуляторе. Сигнал на его выходе, кроме токов двух несимметричных боковых полос, содержит остаток тока несущей частоты, величина которого определяет глубину модуляции линейного телевизионного сигнала. Принципиально возможна и передача без несущей частоты. Модулятор состоит из неполностью сбалансированного преобразователя частоты и полосового фильтра, который может быть одновременно и формирующим фильтром.

В качестве первого модулятора и последнего демодулятора как в системе К-1920, так и в новой системе К-3600 используется кольцевой модулятор на полупроводниковых диодах (рис. 6.1*а*). Такой модулятор позволяет просто осуществить модуляцию видеосигналом, содержащим весьма низкие частоты, обеспечивает регули-

ровку глубины модуляции и достаточно высокую стабильность во времени несбалансированного остатка тока несущей частоты. На вход модулятора (точки *a*, *b*) поступает видеосигнал, содержащий восстановленную постоянную составляющую. Последняя восстанавливается в цепи базы T_1 с помощью схемы ВПС (см. § 8.3).

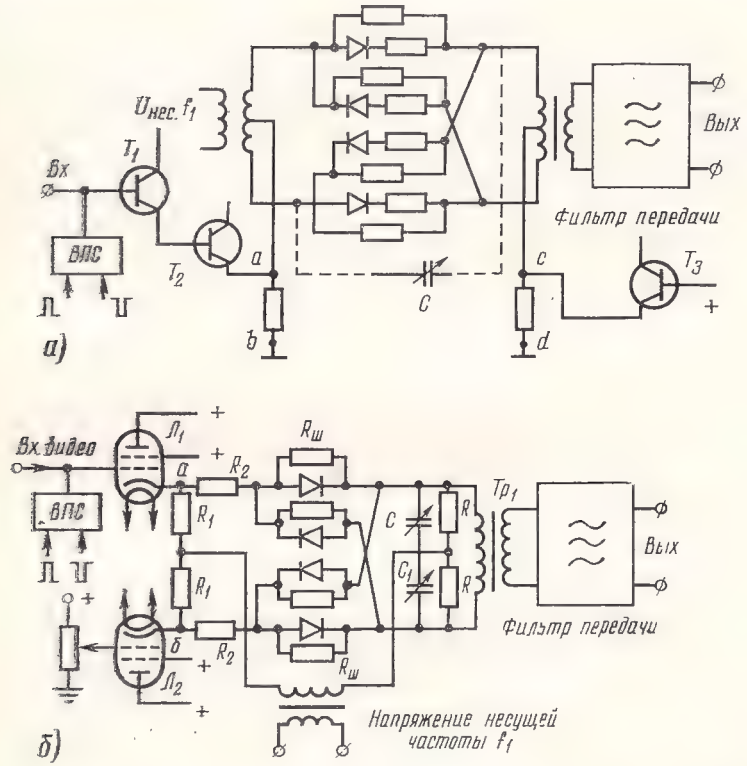


Рис. 6.1. Схема первого модулятора:
а) в транзисторной аппаратуре; *б)* в ламповой аппаратуре

Регулируя вручную или автоматически постоянное напряжение между точками *c*, *d*, можно изменять величину остатка несущей частоты на выходе модулятора. Подстроечный конденсатор *C* позволяет устранить реактивную асимметрию плеч модулятора. В аппаратуре

прежних выпусков, эксплуатируемой в настоящее время (рис. 6.1*б*), видеосигнал поступает на вход лампы $Л_1$. Вторая лампа $Л_2$ — балансная. Регулируя ее ток, можно устанавливать необходимую глубину модуляции.

Рассмотрим искажения и помехи, вносимые первым модулятором.

Искажения, обусловленные нелинейностью модулятора. При воздействии на модулятор напряжения несущей частоты $f_н$ и составляющих видеосигнала (F_i, F_j, ...) в схеме модулятора появляется спектр составляющих с частотами вида $mf_н \pm nF_i \pm pF_j \pm ...$, где m, n, p, ..., принимают значения 0, 1, 2, 3 ... На выходе не полностью сбалансированного модулятора, собранного по кольцевой схеме, кроме полезных продуктов модуляции ($f_н \pm F_i$, $f_н \pm F_j$ ...), появляются небалансируемые продукты модуляции (например, $f_н \pm 3F_i$ ..., $3f_н \pm F_i$ ..., $3f_н \pm 3F_i$ ...) и остатки балансируемых продуктов и др. (например, $f_н \pm 2F_i$ ..., $2f_н \pm F_i$ ..., $2f_н \pm 2F_i$). Кроме того, на вход фильтра могут проходить также гармоники и продукты взаимодействия высших составляющих самого видеосигнала. Поскольку мощность черно-белого видеосигнала практически сосредоточена в области частот ниже 500 кГц, а цветного видеосигнала в области ниже 500 кГц и в области 4,0—4,6 МГц, то достаточно учитывать продукты модуляции, в образовании которых участвуют токи низших видеочастот и цветовых поднесущих частот.

В системах с двойным преобразованием частоты (например, в системах К-1920, К-3600) несущая частота первого модулятора $f_н \geqslant 2{,}5\,F_{макс}$. В этом случае на выходе полосового фильтра передачи основными мешающими продуктами модуляции будут составляющие вида $f_н \pm 2F_i$, $f_н \pm 3F_i$, $f_н \pm 2F_i \pm F_j$ и т. д. (продукты, в образовании которых участвуют сигналы цветности, не попадают в полосу пропускания полосового фильтра). После демодуляции сигнала эти продукты в спектре видеочастот представляют собой гармоники и комбинационные частоты от составляющих передаваемого видеосигнала. Такие продукты приводят к нелинейным искажениям передаваемого видеосигнала (см. гл. 4), проявляются в виде градационных искажений, искажений дифференциального усиления и др. Вследствие этого такие продукты оказывают незначительное влияние на качество изображения.

В тех случаях, когда $f_н$ немного выше $F_{макс}$ (например, $f_н = 6{,}799$ МГц в системе V-2700 и др.) и полностью передается верхняя боковая полоса, в рабочую полосу частот фильтра, кроме указанных выше продуктов, попадают составляющие, в образовании которых участвуют цветовые поднесущие частоты. Это балансируемые продукты вида $2f_н - F_{ц.п}$, $3f_н - 2f_{ц.п}$ и небалансируемые вида $3f_н - 3f_{ц.п}$. После демодуляции они проявляются на изображении в виде помех, в части которых предъявляются довольно высокие требования.

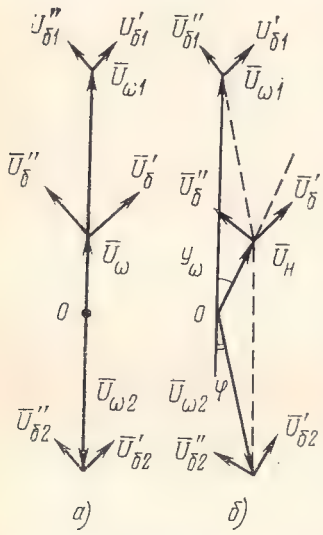


Рис. 6.2. Векторная диаграмма напряжений в модуляторе

Искажения, обусловленные неточностью фазы несбалансированного остатка тока несущей частоты. В модуляторе при отсутствии реактивной асимметрии плеч токи боковых составляющих обоих плеч модуляторов должны складываться синфазно, а токи несущей частоты обоих плеч — противофазно. Допустим, что реактивная асимметрия плеч отсутствует, напряжения несущей частоты ω обоих плеч $U_{ω1}$ и $U_{ω2}$ сдвинуты по фазе на π рад и отличаются по амплитуде (рис. 6.2*а*). При подаче синусоидального сигнала $U_ω \cos \Omega t$ на сигнальный вход модулятора модулированный сигнал на выходе кольцевой схемы (на входе фильтра передачи) можно представить в виде

$$u_{вых}(t) = U_ω \cos ω t + \frac{mU_ω}{2} \cos (ω + Ω) t + \frac{mU_ω}{2} \cos (ω - Ω) t, \quad (6.1)$$

где $U_ω = U_{ω1} - U_{ω2}$ — амплитуда напряжения несущей частоты; m — глубина модуляции сигнала.

Если имеет место и реактивная асимметрия плеч модулятора (рис. 6.2*б*), то напряжения $U_ω$ и $U_ω$ сдвинуты по фазе на $(π+φ)$ рад, где $φ$ — малый угол. Поскольку в реальном модуляторе $U_{ω1} \gg U_{б1}$ и $U_{ω2} \gg$

$\gg U_{б2}$, то даже при малой величине φ результирующее напряжение несущей частоты $\overline{U}_{\omega} = \overline{U}_{\omega 1} + \overline{U}_{\omega 2}$ претерпевает значительный фазовый сдвиг φ_{ω}, в то время как сдвиг суммарного напряжения боковых составляющих обоих плеч мал (составляет примерно $0{,}5\,\varphi$) и им можно пренебречь. Модулированный сигнал в этом случае может быть записан в виде

$$u_{вых}(t) = U_{н}\cos(\omega t - \varphi_{\omega}) + U_{б}\cos(\omega + \Omega)t + U_{б}\cos(\omega - \Omega)t. \quad (6.2)$$

Преобразуем это выражение следующим образом:

$$u_{вых}(t) = U_{н}\cos(\omega t - \varphi_{\omega}) + U_{б}\cos[(\omega t - \varphi_{\omega}) + (\Omega t + \varphi_{\omega}) + U_{б}\cos[(\omega t - \varphi_{\omega}) - (\Omega t - \varphi_{\omega})]. \quad (6.3)$$

Проведя простые тригонометрические преобразования, представим $u_{вых}$ в виде суммы двух составляющих — косинусоидальной (синфазной) и синусоидальной (ортогональной):

$$u_{вых}(t) = \cos(\omega t - \varphi_{\omega})[U_{н} + 2U_{б}\cos\varphi_{\omega}\cos\Omega t] + \sin(\omega t - \varphi_{\omega})[-2U_{б}\sin\varphi_{\omega}\sin\Omega t]. \quad (6.4)$$

Затем этот сигнал проходит через формирующий фильтр и на приемной стороне демодулируется путем синхронной демодуляции. При напряжении местной несущей частоты демодулятора $U\cos\omega t$ демодулированный сигнал не искажается (см. § 6.2). До начала передачи можно синхронизировать напряжение местной несущей частоты демодулятора только с напряжением $U\cos(\omega t - \varphi_{\omega})$. При таких условиях демодуляции возникнут известные искажения переходных характеристик тракта. Для устранения их потребуется уточнить синфазность несущей по испытательному сигналу перед началом передачи. Это создает неудобства в эксплуатации. Поэтому необходимо устранить неточность фазы несущей в передающем устройстве. Практически это можно осуществить путем проверки переходной характеристики передающего устройства с помощью контрольного приемного устройства.

В каналах, предназначенных для передачи других импульсных сигналов (не телевизионных), на приемной стороне которых используется более простое линейное детектирование, неточность фазы несущей частоты

приведет к нелинейным искажениям сигнала. На выходе линейного детектора, как известно, воспроизводится «огибающая» модулированного сигнала. Для сигнала (6.4) «огибающая» представляет собой

$$\sqrt{(U_н + 2U_б \cos\varphi_\omega \cos\Omega t)^2 + (-2U_б \sin\varphi_\omega \sin\Omega t)^2} = \\ = \sqrt{U_н^2 + 4U_н U_б \cos\varphi_\omega \cos\Omega t + 4U_б^2 \cos^2\Omega t}. \qquad (6.5)$$

Напряжение на выходе детектора будет содержать полезную составляющую частоты Ω и ее гармоники, в частности, вторую гармонику с коэффициентом $k_{т2} = U_{2\Omega}/U_\Omega \approx m \sin^2\varphi_\omega / 4\cos\varphi_\omega$.

Искажения, обусловленные переходными процессами в диодах модулятора. Переход диода из закрытого состояния в проводящее (и наоборот) происходит в течение малого, но конечного времени. При подаче положительного напряжения в момент времени $t=0$ на закрытый до этого диод (рис. 6.3*а*) сопротивление пропуска-

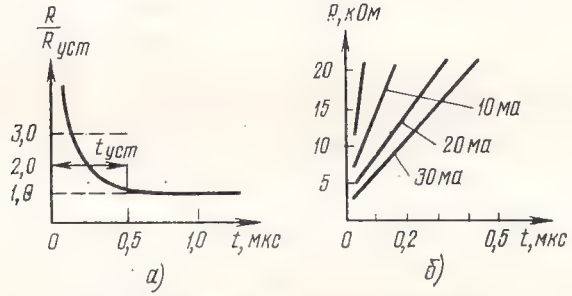


Рис. 6.3. Переходные процессы в диоде:
а) установление сопротивления пропускания;
б) изменение сопротивления при подаче запирающего напряжения

ния диода достигает установившегося значения постепенно, через определенное время $t_{уст}$. При подаче запирающего напряжения сопротивление диода вначале возрастает пропорционально времени, причем скорость его увеличения зависит от величины имевшего место до этого тока пропускания (рис. 6.3*б*). В демодуляторах телевизионного сигнала желательно применить диоды, у которых время установления прямого сопротивления достаточно мало — не более 0,1 мкс. Если время установления прямого сопротивления равно 0,5—0,6 мкс, то

переходные процесы в полупроводниковых диодах существенно изменяют форму передаваемых сигналов. При передаче резкого перехода от «черного» к «белому» (и наоборот), кроме колебательного переходного процесса, имеет место сравнительно медленное изменение сигнала (перекос или «скол» начала плоской части импульса). В ламповых модуляторах такие искажения не наблюдались, а в модуляторах с германиевыми диодами можно установить связь между величиной этих искажений и переходными характеристиками диодов. Влияние времени установления прямого сопротивления диодов на передачу сигналов с крутыми фронтами можно ослабить, включая омические сопротивления последовательно с диодами. Переходные характеристики диодов в прямом направлении определяются с помощью испытателя переходных характеристик ИПХ, путем измерения параметров фронта импульса (рис. 6.4*а*) на

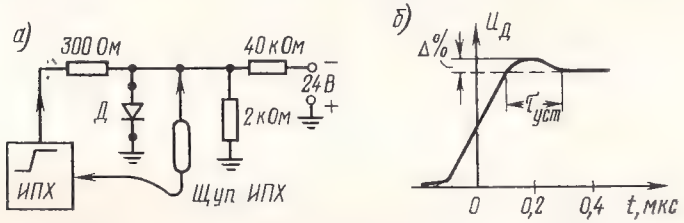


Рис. 6.4. Измерение переходной характеристики диода:
а) схема измерения; *б*) переходная характеристика диода

испытуемом диоде *Д*. Такими параметрами являются величина выброса Δ переднего фронта (в процентах) и время установления $\tau_{уст}$. Так, у диодов Д10А, используемых в модуляторе аппаратуры К-1920, время установления 0,15—0,20 мкс при величине выброса не более 3—4%. При этом частотные искажения модулятора еще значительны.

Известны диоды с малым временем установления (сотые доли микросекунды). Прямой ток таких диодов обычно велик (50—100 мА), и применение их требует слишком мощных источников несущей частоты, что невыгодно. Сопротивления пропускания (обычно 25—100 Ом) и запирания (десятки и сотни килоом) германиевых диодов имеют довольно большой разброс. Влия-

ние разброса сопротивлений запирания диодов и переходного процесса при запирании диода можно устранить, включая параллельно диодам шунты величиной 3—4 кОм. Кроме того, шунты помогают обеспечить необходимые входные и выходные сопротивления модуляторов. Влияние разброса сопротивлений пропускания диодов в аппаратуре прежних выпусков устранялось подбором диодов с достаточно близкими сопротивлениями для каждого модулятора (путем испытания партии диодов применяемого типа). Современные германиевые диоды обладают значительно лучшими параметрами. Включение последовательно с диодом омического сопротивления порядка 30 Ом и параллельно им шунта 3—4 кОм позволяет отказаться от технологически неудобного подбора диодов.

6.2. Демодуляция сигналов на приемной стороне

Искажения формы телевизионных сигналов, обусловленные несимметричностью боковых полос линейного сигнала, неизбежны при линейном детектировании сигналов на приемной стороне. При синхронной демодуляции сигналов эти искажения принципиально могут быть полностью устранены. Демодуляции подвергается сформированный модулированный ТВ сигнал. При передаче синусоидального сигнала $U_\Omega \cos \Omega t$ модулированный сигнал (до формирования) соответствует выражению (6.1). Если характеристики формирующего фильтра обозначены так, как это показано на рис. 2.16, то сформированный сигнал на выходе фильтра можно представить в виде

$$u(t) = U_\omega K_\omega \cos \omega (t - \tau) + \frac{mU_\omega}{2} K_{\omega-\Omega} \cos [(\omega - \Omega)(t - \tau)] + \\ + \frac{mU_\omega}{2} K_{\omega+\Omega} \cos [(\omega + \Omega)(t - \tau)]. \qquad (6.6)$$

где τ — групповое время замедления фильтра.

Преобразуя это выражение, можно представить $u(t)$ в виде суммы двух составляющих — синфазной (косинусоидальной) и ортогональной (синусоидальной или квадратурной):

$$u(t) = U_\omega \cos \omega (t - \tau) \left[K_\omega + \frac{m}{2} (K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega}) \times \right.$$

$$\times \cos\Omega(t-\tau)\Big] + U_\omega \sin\omega(t-\tau)\left[\frac{m}{2}(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})\sin\Omega(t-\tau)\right]. \quad (6.7)$$

Эти составляющие можно изобразить в виде векторной диаграммы (рис. 6.5). Вектор огибающей $\overline{U}$ можно рас-

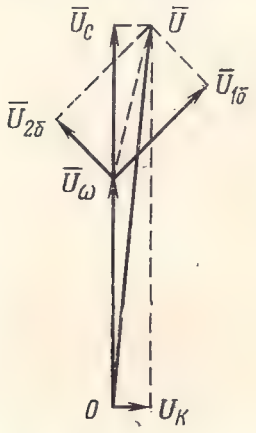


Рис. 6.5. Векторная диаграмма составляющих сигнала

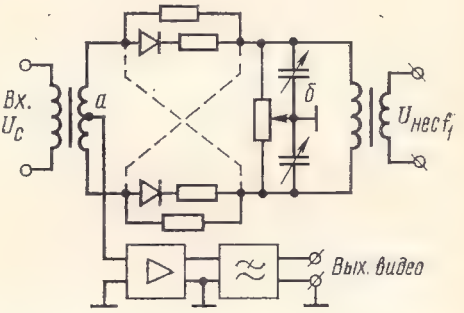


Рис. 6.6. Схема демодулятора ТВ сигнала

сматривать как сумму $\overline{U}_C$ (синфазной) и $\overline{U}_K$ (квадратурной) составляющих. Последняя не содержит (6.7) тока несущей частоты. В случае передачи сложного сигнала

$$u_{вх}(t) = \sum_{i=1}^{i=n} U_i \cos\Omega_i t \quad (6.8)$$

напряжение на выходе формирующего фильтра с линейной фазовой характеристикой будет равно

$$u(t) = U_\omega \cos\omega(t-\tau)\left[K_\omega + \sum_{i=1}^{i=n}\frac{m_i}{2}(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}) \times \right.$$

$$\left. \times \cos\Omega_i(t-\tau)\right] + U_\omega \sin\omega(t-\tau)\left[\sum_{i=1}^{i=n}\frac{m_i}{2}(K_{\omega-\Omega_i} - K_{\omega+\Omega_i})\sin\Omega_i(t-\tau)\right]. \quad (6.9)$$

Демодуляция с помощью синхронного демодулятора. Демодулятор сигнала состоит из сбалансированного диодного преобразователя и фильтра нижних частот, ограничивающего полосу рабочих частот на выходе преобразователя до верхней передаваемой частоты видеосигнала (рис. 6.6). Между диодной кольцевой схемой и фильтром обычно включается видеоусилитель. Напряжение демодулированного видеосигнала снимается с точек *а*, *б*, чем обеспечивается возможность демодуляции сколь угодно низких частот, включая и постоянную составляющую передаваемого видеосигнала. Напряжение местного источника несущей частоты

$$u_{\text{н}} = U_{\text{н}} \cos(\omega t - \varphi_{\omega}), \qquad (6.10)$$

где $\varphi_{\omega} = \omega\tau$ синхронно с напряжением несущей частоты демодулируемого сигнала.

В демодуляторе осуществляется перемножение напряжений несущей частоты и сигнала. На вход фильтра поступает (в числе продуктов модуляции) составляющая, пропорциональная

$$u_1(t) = u(t)\, U_{\text{н}} \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) =$$

$$= U\left[K_{\omega} + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}\right)\cos\Omega_i(t-\tau)\right] \times$$

$$\times \cos^2(\omega t - \varphi_{\omega}) + U\left[\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} - K_{\omega+\Omega_i}\right)\sin\Omega_i(t-\tau)\right] \times$$

$$\times \cos(\omega t - \varphi_{\omega}) \sin(\omega t - \varphi_{\omega}). \qquad (6.11)$$

Поскольку

$$\cos^2(\omega t - \varphi_{\omega}) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2(\omega t - \varphi_{\omega});$$

$$\cos(\omega t - \varphi_{\omega}) \sin(\omega t - \varphi_{\omega}) = \frac{1}{2}\sin 2(\omega t - \varphi_{\omega}),$$

то с помощью фильтра нижних частот, включенного на выходе преобразователя и пропускающего токи с частотами от $\Omega = 0$ до $\Omega = \Omega_{i\,\text{макс}}$, можно выделять сигнал, пропорциональный

$$u_{\text{вых}} = U\left[\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}\right)\cos\Omega_i(t-\tau)\right]. \qquad (6.12)$$

Если $K_{\omega-\Omega_i} + K_{\Omega+\omega_i} = 2K_\omega = \text{const}$, то напряжение $u_{вых}$ будет содержать неискаженный исходный сигнал, отличающийся от сигнала (6.8) по амплитуде и задержанный во времени на τ. Следовательно, синхронная демодуляция сигнала с несимметричными боковыми полосами принципиально обеспечивает передачу без искажений при выполнении трех условий:

а) сумма коэффициентов передачи формирующего фильтра для любой пары боковых частот должна быть неизменной величиной;

б) фазовая характеристика фильтра в полосе рабочих частот должна быть линейной;

в) фазы напряжений местного генератора и несущей частоты демодулированного сигнала должны совпадать.

При отсутствии синфазности возникают искажения сигнала. Определим характер этих искажений. Предположим, что модулируемый сигнал (6.9) демодулируется с помощью напряжения местного генератора $u_н = U_н \cos(\omega t - \varphi)$. Расфазировка частот сигнала и местного генератора равна $\psi = \varphi - \varphi_\omega$ и представляет собой малый угол. В этом случае полезная составляющая на выходе демодулятора определится из выражения

$$u = U\left[K_\omega + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}\right)\cos\Omega_i(t-\tau)\right] \times$$

$$\times \cos(\omega t - \varphi_\omega)\cos(\omega t - \varphi) + U\left[\sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - K_{\omega+\Omega_i}\right)\sin\Omega_i(t-\tau)\right]\sin(\omega t - \varphi_\omega)\cos(\omega t - \varphi). \quad (6.13)$$

На выходе фильтра нижних частот (рис. 6.6) появится напряжение, пропорциональное

$$u_{вых} = U\left[K_\omega + \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}\right)\cos\Omega_i(t-\tau)\right]\cos\psi +$$

$$+ U\left[\sum_{i=1} \frac{m_i}{2}\left(K_{\omega-\Omega_i} - K_{\omega+\Omega_i}\right)\sin\Omega_i(t-\tau)\right]\sin\psi. \quad (6.14)$$

Поскольку ψ — малый угол ($\cos\psi \approx 1$, а $\sin\psi \approx \psi$), то второй член (6.14) практически не влияет на результирующую амплитуду каждой составляющей демодулиро-

ванного сигнала и изменяет лишь ее начальную фазу, внося фазовый сдвиг, равный

$$\text{arc tg}\,\frac{\left(K_{\omega-\Omega_i}-K_{\omega+\Omega_i}\right)\sin\psi}{2K_{\omega}\cos\psi}. \qquad (6.15)$$

Таким образом, имеют место фазовые искажения составляющих сигнала, причем величина искажения фазы изменяется от нуля (для $\Omega=0$) до ψ градусов на частоте $\Omega=\Delta\Omega$ и выше этой частоты. Синхронная демодуляция позволяет обеспечить высокую помехозащищенность канала и поэтому, несмотря на сложность приемного устройства, применяется в современной телевизионной аппаратуре.

Демодуляция с помощью линейного детектора. Линейное детектирование в современной аппаратуре оконечных ТВ станций не используется. Недостатком его являются большие искажения формы сигналов при передаче их даже с небольшой глубиной модуляции (порядка 50%). Однако, учитывая, что линейное детектирование можно с успехом применять в различной аппаратуре для передачи импульсных сигналов по кабельным и радиорелейным линиям, когда допускаются значительные искажения формы сигналов и важна простота приемных устройств, рассмотрим его.

Характер искажений, возникающих при линейном детектировании, можно определить, рассмотрев передачу синусоидального сигнала $U_{\Omega}\cos\Omega t$. В этом случае на вход детектора поступает сигнал (6.7). На выходе детектора вопроизводится огибающая входного сигнала. Поэтому демодулированный сигнал пропорционален

$$u_{\text{дет}}=U\sqrt{\left[K_{\omega}+\frac{m}{2}\left(K_{\omega-\Omega}+K_{\omega+\Omega}\right)\cos\Omega(t-\tau)\right]^2+\rightarrow}$$

$$\rightarrow\overline{+\left[\frac{m}{2}\left(K_{\omega-\Omega}-K_{\omega+\Omega}\right)\sin\Omega\left(t-\tau\right)\right]^2}. \qquad (6.16)$$

Это выражение после несложных преобразований можно записать в следующем виде:

$$u_{\text{дет}}=UK_{\omega}\left\{\left[1+\frac{m^2}{4}\,\frac{K^2_{\omega-\Omega}+K^2_{\omega+\Omega}}{K^2_{\omega}}\right]+m\,\frac{K_{\omega-\Omega}K_{\omega+\Omega}}{K_{\omega}}\times\right.$$

$$\left.\times\cos\Omega\left(t-\tau\right)+\frac{m^2}{2}\,\frac{K_{\omega-\Omega}K_{\omega+\Omega}}{K^2_{\omega}}\cos 2\Omega\left(t-\tau\right)\right\}^{\frac{1}{2}}. \qquad (6.17)$$

Согласно биному Ньютона

$$(1+x)^{1/2} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{64} - \ldots \qquad (6.18)$$

Для каждой составляющей сигнала m невелико и поэтому достаточно ограничиться тремя членами ряда (6.18). Разлагая (6.17) в ряд и отбрасывая ничтожно малые члены и постоянную составляющую, можно записать $u_{\text{дет}}$ в следующем виде:

$$u_{\text{дет}} \approx U\left[\frac{m}{2}(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})\cos\Omega(t-\tau) + \right.$$
$$+ \frac{m^2}{16}\frac{(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K_\omega}\cos 2\Omega(t-\tau) + \frac{m^3}{64}\times$$
$$\left.\times\frac{(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K_\omega^2}\cos 3\Omega(t-\tau)\right]. \qquad (6.19)$$

Выходное напряжение детектора содержит полезный сигнал

$$u_\Omega = U\frac{m}{2}(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})\cos\Omega(t-\tau) \qquad (6.20)$$

и его гармоники

$$\left.\begin{aligned} u_{2\Omega} &= U\frac{m^2}{16}\frac{(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K_\omega}\cos 2\Omega(t-\tau); \\ u_{3\Omega} &= U\frac{m^3}{64}\frac{(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{K_\omega^2}\cos 3\Omega(t-\tau). \end{aligned}\right\} \qquad (6.21)$$

Коэффициенты второй и третьей гармоник соответственно равны:

$$k_{\text{г2}} = \frac{m(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{8K_\omega(K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega})}, \qquad (6.22)$$

$$k_{\text{г3}} = \frac{m^2(K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega})^2}{32K_\omega^2}. \qquad (6.23)$$

Чтобы определить, как зависят искажения сигнала от характеристики формирующего фильтра, рассмотрим семейство характеристик (рис. 6.7), для которых в области формирования

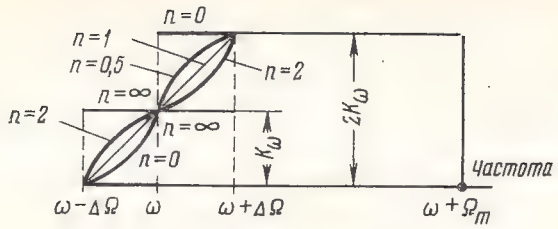


Рис. 6.7. Семейство характеристик формирующих фильтров

$$K_{\omega\pm\Omega}=K_\omega\left[1\pm\left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^n\right]; \qquad (6.24)$$

$K_{\Omega+\omega}=2K_\omega$ для $\Delta\Omega\leqslant\Omega\leqslant\Omega_m$ и $K_{\omega+\Omega}=0$ вне рабочей полосы частот. Фазовую характеристику фильтра в рабочей полосе частот полагаем линейной. При $n=0$ имеем идеальный случай, когда фильтр выделяет «чистую» боковую полосу, при $n=1$ характеристика фильтра кососимметрична в области формирования и при $n=\infty$ имеем опять идеальный случай, когда видеочастоты от $\Omega=0$ до $\Omega=\Delta\Omega$ передаются по двум боковым полосам, а частоты от $\Delta\Omega$ до Ω_m — по одной боковой полосе (фильтр имеет ступенчатую характеристику). С учетом (6.24) можно записать:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для } 0\leqslant\Omega\leqslant\Delta\Omega\; k_{г2}=\dfrac{m}{4}\left(\dfrac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^{2n};\quad k_{г3}=\dfrac{m^2}{8}\left(\dfrac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^{2n};\\ \text{для } \Delta\Omega\leqslant\Omega\leqslant\Omega_m\quad k_{г2}=\dfrac{m}{4};\quad k_{г3}=\dfrac{m^2}{8}.\end{array}\right\} \qquad (6.25)$$

Зависимость коэффициента второй гармоники от частоты при разных характеристиках формирующего фильтра (рис. 6.8*а*) показывает, что чем ближе характеристика фильтра к ступенчатой, тем слабее гармоники сигналов, особенно в области частот ниже $0{,}5\,\Delta\Omega$. Так как мощность видеосигналов сосредоточена в области частот ниже $0{,}5\,\Delta\Omega$, то гармоники в области частот до $\Delta\Omega$ в основном определяют искажения формы сигнала.

Таким образом, при линейном детектировании сигналов с несимметричными боковыми полосами возникают частотнозависимые нелинейные искажения сигнала. Основными будут искажения второго порядка ($k_{г2}\gg k_{г3}$). Чем быстрее спадает спектральная плотность переда-

ваемого сигнала с увеличением частоты, тем лучше он будет передан в системе с несимметричными боковыми полосами. Искажения сигнала уменьшаются: при увеличении остатка второй боковой полосы $\Delta\Omega$, при уменьше-

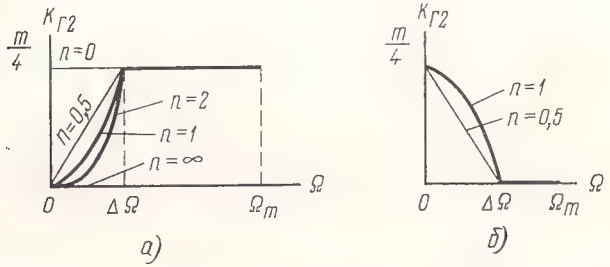


Рис. 6.8. Частотная зависимость коэффициента второй гармоники:
а) при линейном детектировании; *б*) при квадратичном детектировании

нии глубины модуляции m, при использовании формирующего фильтра с характеристикой, соответствующей большему значению n.

Демодуляция квадратичным детектором. Известно, что сигнал, содержащий одну боковую полосу и ток несущей частоты, демодулируется с помощью квадратичного детектора без искажений. Допустим, что детектор характеризуется уравнением

$$u_{вых} = a_0 + a_1 u_{вх} + a_2 u_{вх}^2 . \qquad (6.26)$$

Полезный сигнал содержится в последнем члене этого уравнения. Если на вход квадратичного детектора подать сигнал (6.7), то можно убедиться, что на выходе фильтра нижних частот (с граничной частотой $\Omega_m < 0{,}5\omega$), включенного после детектора, выделится сигнал, пропорциональный

$$u = \frac{1}{2} a_2 \left\{ \left[K_\omega + \frac{m}{2} (K_{\omega-\Omega} + K_{\omega+\Omega}) \cos\Omega (t - \tau) \right]^2 + \right.$$
$$\left. + \left[\frac{m}{2} (K_{\omega-\Omega} - K_{\omega+\Omega}) \sin\Omega (t - \tau) \right]^2 \right\} . \qquad (6.27)$$

Этот сигнал содержит напряжение основной частоты и ее второй гармоники:

$$\left.\begin{aligned} u_{\Omega} &= a_2 m K_{\omega}^2 \cos\Omega(t-\tau); \\ u_{2\Omega} &= a_2 \frac{m^2}{4} K_{\omega-\Omega} K_{\omega+\Omega} \cos 2\Omega(t-\tau). \end{aligned}\right\} \quad (6.28)$$

Коэффициент второй гармоники (рис. 6.8*б*) равен

$$k_{г2} = \frac{m}{4} \frac{K_{\omega-\Omega} K_{\omega+\Omega}}{K_{\omega}^2}. \quad (6.29)$$

Таким образом, основные мощные составляющие сигнала существенно искажаются, вследствие чего использовать квадратичное детектирование нецелесообразно.

Искажения формы передаваемых сигналов при неточном синфазировании местной несущей частоты в демодуляторе. Анализ зависимости переходных характеристик тракта от величины расхождения фаз в демодуляторе позволяет определить требования к допустимой погрешности при синхронизации или выделении несущей частоты в приемном устройстве. Допустим, что видеосигнал имеет форму единичной ступени напряжения. В этом случае сигнал $f_1(t)$ на входе модулятора соответствует (1.9), а модулированный сигнал (рис. 6.9) на входе формирующего фильтра

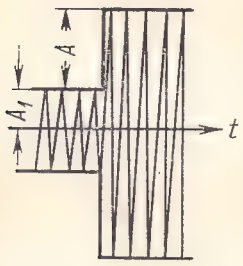


Рис. 6.9. Сигнал на входе формирующего фильтра

$$F_1(t) = [A_1 + Af_1(t)] \cos\omega t \quad (6.30)$$

или

$$F_1(t) = \left[A_1 + \frac{A}{2}\right] \cos\omega t + \frac{A}{2\pi} \int_0^{\infty} [\sin(\omega+\Omega)t - \sin(\omega-\Omega)t] \frac{d\Omega}{\Omega}. \quad (6.31)$$

Сигнал на выходе формирующего фильтра (см. рис. 6.7) с линейной фазовой характеристикой

$$F_2(t) = \left[A_1 + \frac{A}{2}\right] K_{\omega} \cos\omega(t-\tau) +$$

$$+ \frac{A}{2\pi} \int_0^{\Omega_m} K_{\omega+\Omega} \sin[\omega(t-\tau) + \Omega(t-\tau)] \frac{d\Omega}{\Omega} -$$

$$-\frac{A}{2\pi}\int_0^{\Omega_m} K_{\omega-\Omega}\sin[\omega(t-\tau)-\Omega(t-\tau)]\frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (6.32)$$

Поскольку задержка выходного сигнала во времени на τ изменяет лишь начало отсчета времени, то в дальнейших выражениях учитывать ее не будем.

Проведя простые преобразования, можно представить $F_2(t)$ в виде суммы двух составляющих:

$$F_2(t)=\cos\omega t\left[\left(A_1+\frac{A}{2}\right)K_\omega+\frac{A}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}(K_{\omega+\Omega}+\right.$$

$$\left.+K_{\omega-\Omega})\sin\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega}\right]+\sin\omega t\left[\frac{A}{2\pi}\int_0^{\Omega_m}(K_{\omega+\Omega}-K_{\omega-\Omega})\cos\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega}\right] \qquad (6.33)$$

или

$$F_2(t)=C(t)\cos\omega t+S(t)\sin\omega t. \qquad (6.34)$$

Учитывая, что $K_{\omega+\Omega}+K_{\omega-\Omega}=2K_\omega$, $A=\eta$ и $A_1=1-\eta$, косинусоидальная (синфазная) составляющая сигнала равна

$$C(t)=K_\omega\left[A_1+\frac{A}{2}+\frac{A}{\pi}\int_0^{\Omega_m}\sin\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega}\right]=$$

$$=K_\omega\left[1+\frac{\eta}{2}+\frac{\eta}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m t\right], \qquad (6.35)$$

где η — глубина модуляции сигнала.

Таким образом, $C(t)$ представляет собой сумму постоянной величины и функции интегрального синуса. Из выражения (1.10) следует, что при прохождении видеосигнала $f_1(t)$ через идеальный видеотракт с граничной частотой Ω_m на выходе видеотракта появляется сигнал

$$f_2(t)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\operatorname{Si}\Omega_m(t-\tau). \qquad (6.36)$$

Сигнал, определяемый выражением (6.35), отличается от сигнала, определяемого (6.36), только амплитудой и наличием постоянной составляющей. Следовательно, $C(t)$ представляет собой «неискаженную» часть огибающей модулированного сигнала. Такой сигнал имел бы место при передаче двух полных боковых полос.

Синусоидальная (ортогональная) составляющая $S(t)$ отражает искажающее действие формирующего фильтра. С учетом (6.24) ее можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$S(t) = S'(t) + S''(t) = \frac{AK_\omega}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega} \left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^n \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} + \\ + \frac{AK_\omega}{\pi} \int_{\Delta\Omega}^{\Omega_m} \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega}. \qquad (6.37)$$

$S'(t)$ определяет искажения для мощных составляющих сигнала яркости, находящихся в области формирования $\omega \pm \Delta\Omega$, и поэтому зависит от характеристики формирующего фильтра (n) в области формирования. Для $n=1$ (кососимметричная характеристика) с учетом (6.24) и $A=\eta$

$$S'(t) = \frac{AK_\omega}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega} \frac{\Omega}{\Delta\Omega} \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} = K_\omega \frac{\eta}{\pi} \frac{\sin(\Delta\Omega t)}{\Delta\Omega t}; \qquad (6.38)$$

для $n=2$

$$S'(t) = \frac{AK_\omega}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega} \left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^2 \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} = \\ = K_\omega \frac{\eta}{\pi} \left[\frac{\sin(\Delta\Omega t)}{\Delta\Omega t} - \frac{1 - \cos(\Delta\Omega t)}{(\Delta\Omega t)^2}\right]; \qquad (6.39)$$

при $n \to \infty$ $S'(t) = 0$.

$S''(t)$ определяет искажения в области видеочастот от $\Delta\Omega$ до Ω_m и представляет собой разность интегральных косинусов:

$$S''(t) = \frac{AK_\omega}{\pi} \int_{\Delta\Omega}^{\Omega_m} \cos \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega} = K_\omega \frac{\eta}{\pi} [\mathrm{Ci}\, \Omega_m t - \mathrm{Ci}(\Delta\Omega t)]. \qquad (6.40)$$

В практических случаях система, поддерживающая синхронность несущих частот (сигнала и источника местного напряжения несущей частоты в приемном устройстве), обеспечивает эту синхронность с известной точностью.

На вход демодулятора поступает сигнал $F'_2(t)$, который лишь по амплитуде отличается от сигнала (6.34) на выходе формирующего фильтра

$$F'_2(t) = C(t-\tau)\cos\omega(t-\tau) + S(t-\tau)\sin\omega(t-\tau) =$$
$$= C(t-\tau)\cos(\omega t - \varphi_\omega) + S(t)\tau\sin(\omega t - \varphi_\omega). \quad (6.41)$$

При демодуляции такого сигнала с помощью напряжения несущей частоты

$$u_н = U_н\cos(\omega t + \varphi) \quad (6.42)$$

на выходе фильтра нижних частот, включенного после преобразователя (рис. 6.6), выделится напряжение, пропорциональное

$$u'_{вых} = C(t-\tau)\cos(\varphi - \varphi_\omega) + S(t-\tau)\sin(\varphi - \varphi_\omega) =$$
$$= C(t-\tau)\cos(\Delta\varphi) + S(t-\tau)\sin(\Delta\varphi), \quad (6.43)$$

где $\Delta\varphi$ — величина расхождения фаз (погрешность синфазирования). При $\Delta\varphi=0$ остается только косинусоидальная составляющая.

На рис. 6.10 приведены рассчитанные переходные характеристики при расхождении фаз $\Delta\varphi=0{,}05$ рад ($\approx 2{,}8°$) и $\Delta\varphi=0{,}1$ рад ($\approx 5{,}7°$) и глубине модуляции 100% ($\eta=1$). Из сравнения этих характеристик с переходной характеристикой при $\Delta\varphi=0$ видно, что увеличение выброса составляет 0,9% на 1,0 градус расхождения фаз. Использование испытательного сигнала вида прямоугольной ступени напряжения (или П-импульса) позволяет получить сравнительно простые формулы для расчета искажений формы передаваемых сигналов. При практических расчетах пользоваться ими можно лишь в тех случаях, когда допустимая величина выброса существенно превышает 9%, поскольку слишком идеализированные испытательные сигналы даже после прохождения через идеальные системы (см. § 3.3) имеют выброс порядка 9%. Согласно ГОСТ величина выброса для тракта большой протяженности не должна превышать 15%. Для оконечных устройств и коротких соединительных линий допустимая величина выброса значительно меньше и в этих случаях для расчета необходимо пользоваться формулами, полученными при анализе искажений испытательного сигнала в виде наклонной ступеньки напряжения (или трапецеидального импуль-

са) с заданной длительностью фронта $\tau_ф = 1/2F_m$. Для этого сигнала величина выброса при прохождении через идеальный тракт (см. § 3.3) составляет всего 5,5%.

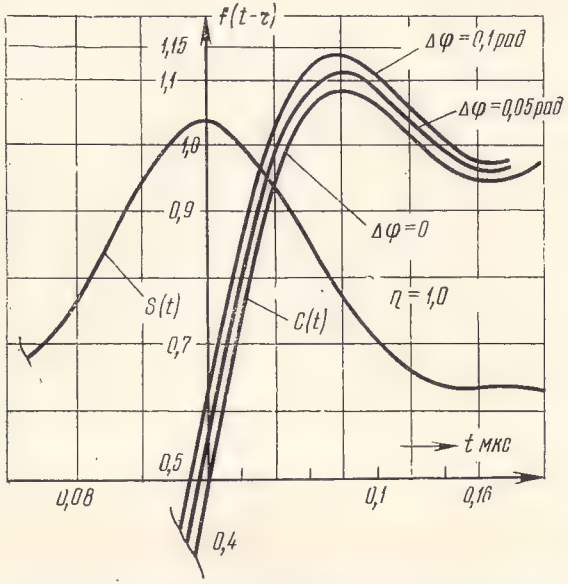


Рис. 6.10. Зависимость переходной характеристики от расхождения фаз при демодуляции (передача прямоугольной ступеньки напряжения)

Временна́я характеристика (см. табл. 3.1) такой единичной ступеньки напряжения с временем нарастания сигнала $\tau_ф$

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi\tau_ф}\int_0^\infty \sin\frac{\Omega\tau_ф}{2}\sin\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega^2}. \qquad (6.44)$$

Модулированный сигнал с огибающей $f_1(t)$ на входе формирующего фильтра можно записать как

$$F_1(t) = [A_1 + Af_1(t)]\cos\omega t. \qquad (6.45)$$

Произведя преобразования, аналогичные (6.31)—(6.34), и не учитывая задержку сигнала во времени на τ, можно представить сигнал на выходе фильтра с линейной фазовой характеристикой в виде двух составляющих:

$$F_2(t)=\cos\omega t\left[\left(A_1+\frac{A}{2}\right)K_\omega+\frac{A}{\pi\tau_\Phi}\int_0^{\Omega_m}(K_{\omega+\Omega}+K_{\omega-\Omega})\times\right.$$

$$\left.\times\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\sin\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega^2}\right]+\sin\omega t\left[\frac{A}{\pi\tau_\Phi}\int_0^{\Omega_m}(K_{\omega+\Omega}-K_{\omega-\Omega})\times\right.$$

$$\left.\times\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\cos\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega^2}\right] \qquad (6.46)$$

или

$$F_2(t)=C(t)\cos\omega t+S(t)\sin\omega t. \qquad (6.47)$$

Проведя интегрирование [учитывая (6.24), $A=\eta$, $A_1=1-\eta$], определим синфазную составляющую:

$$C(t)=K_\omega\left\{1-\frac{\eta}{2}+\frac{\eta}{\pi\Omega_m\tau_\Phi}\left[\cos\Omega_m\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.\right.$$

$$\left.\left.-\cos\Omega_m\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\right]\right\}+\frac{\eta}{\pi}\left[\frac{1}{\tau_\Phi}\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.$$

$$\left.-\frac{1}{\tau_\Phi}\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\mathrm{Si}\,\Omega_m\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\right]. \qquad (6.48)$$

Сравнивая выражения (6.48) и (3.9), можно убедиться, что синфазная составляющая отличается только амплитудой и наличием постоянной составляющей от формы напряжения на выходе идеального видеотракта.

Ортогональная составляющая определяется как сумма двух интегралов:

$$S(t)=\frac{2AK_\omega}{\pi\tau_\Phi}\left[\int_0^{\Delta\Omega}\left(\frac{\Omega}{\Delta\Omega}\right)^n\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\cos\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega^2}+\right.$$

$$\left.+\int_{\Delta\Omega}^{\Omega_m}\sin\frac{\Omega\tau_\Phi}{2}\cos\Omega t\frac{d\Omega}{\Omega^2}\right]. \qquad (6.49)$$

Первый интеграл представляет собой $S'(t)$ и просто решается при $n=1$ и $n=2$. Так, при $n=1$

$$S'(t)=\frac{K_\omega\eta}{\pi\tau_\Phi(\Delta\Omega)}\left[\mathrm{Si}\,\Delta\Omega\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\mathrm{Si}\,\Delta\Omega\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\right]. \qquad (6.50)$$

Второй интеграл представляет собой $S''(t)$ и не зависит от n. Интегрируя его, находим

$$S''(t)=\frac{K_\omega\eta}{\pi\tau_\Phi}\left\{\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\,\Omega_m\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.\right.$$
$$-\mathrm{Ci}\,\Delta\Omega\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\Big]-\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\,\Omega_m\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.$$
$$-\mathrm{Ci}\,\Delta\Omega\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\Big]+\frac{1}{\Omega_m}\left[\sin\Omega_m\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.$$
$$-\sin\Omega_m\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\Big]+\frac{1}{\Delta\Omega}\left[\sin\Delta\Omega\left(t+\frac{\tau_\Phi}{2}\right)-\right.$$
$$\left.\left.-\sin\Delta\Omega\left(t-\frac{\tau_\Phi}{2}\right)\right]\right\}. \qquad (6.51)$$

Формулы (6.48), (6.50), (6.51) позволяют точно рассчитать искажения передаваемого сигнала за счет расхождения фаз несущих частот при синхронной демодуляции. На рис. 6.11*а* приведены переходные характеристики при передаче наклонной ступеньки напряжения с фронтом 0,083 мкс ($F_m=6{,}0$ МГц и $\Delta F=0{,}6$ МГц) при глубине модуляции 150% ($\eta=1{,}5$). Результаты расчетов, проведенных с помощью ф-л (6.48), (6.50), (6.51), показывают, что при передаче наклонной ступеньки напряжения с длительностью фронта $\tau_\Phi\approx F_m/2$ (0,083 мкс для канала телевидения с полосой 6,0 МГц) расхождение фаз несущих частот при демодуляции сигнала с глубиной модуляции 150% вызывает увеличение выброса фронта порядка 0,9% на 1 градус (для небольших $\Delta\varphi<0{,}1$ рад).

При идеальных условиях величина выброса составляет 5,5%. Из общей нормы 15% на расхождение фаз несущих частот при демодуляции можно отвести не более 3—4%. Для гипотетической цепи протяженностью 12 500 км предполагается четыре переприема на видеочастоте (через 2500 км). При этом расхождение фаз несущих частот в демодуляторе последнего участка не должно превышать 3—4 градуса. Поэтому в каждом приемном устройстве оно не должно превышать меньшую в $\sqrt{5}$ раз величину (1,4—1,8 градуса). Искажения формы сигнала (при $\Delta\varphi\neq0$) будут несимметричными (рис. 6.11*б*) в результате фазовых искажений составляющих сигнала.

Искажение формы сигналов при линейном детектировании. На выходе линейного детектора воспроизводится огибающая входного модулированного сигнала.

Поэтому достаточно определить ее на входе детектора. Согласно (6.34) огибающая сигнала на выходе формирующего фильтра

$$F(t) = \sqrt{[C(t)]^2 + [S(t)]^2}. \qquad (6.52)$$

На рис. 6.12 показаны огибающие сигнала при передаче прямоугольной ступеньки напряжения. Наличие ортогональной составляющей $S(t)$ приводит к дополнительным искажениям формы сигнала: уменьшению крутизны фронта и сдвигу фронта в сторону опережения (влево на рис. 6.12*а*), увеличению выброса перед началом

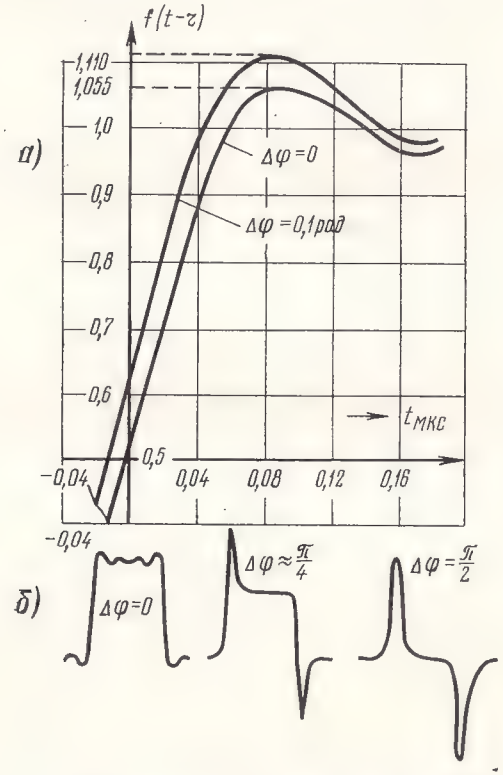


Рис. 6.11. Зависимость переходной характеристики от расхождения фаз при демодуляции (передача наклонной ступеньки напряжения)

плоской части (рис. 6.12*б*). Искажения формы переданного сигнала возрастают при увеличении глубины модуляции η, уменьшении остатка второй боковой полосы $\Delta\Omega$ и уменьшении n, т. е. ухудшении характеристики формирующего фильтра в области формирования. Влияние ортогональной составляющей приводит к появлению окантовки на границах резкого изменения яркости.

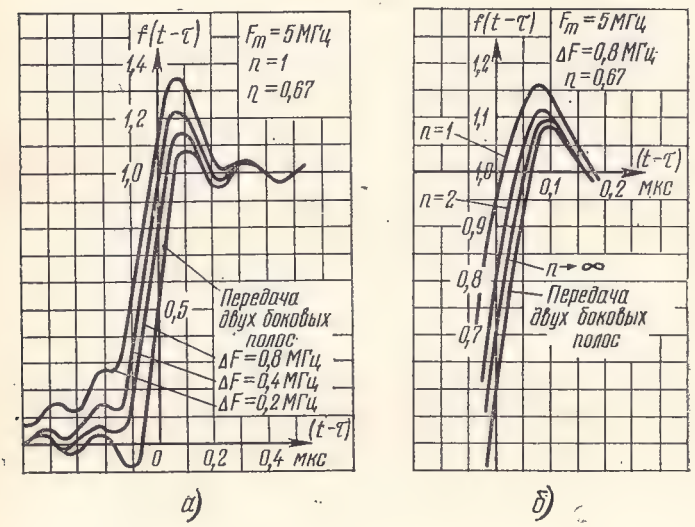


Рис. 6.12. Форма огибающей сигнала:
а) при различной величине остатка второй боковой полосы; *б*) при разных характеристиках формирующего фильтра в области формирования

При передаче прямоугольных импульсов (*П*-импульс длительностью T, с, можно рассматривать как разность двух ступенек напряжения, сдвинутых во времени на T, с) искажения проявляются в виде симметричных выбросов в начале и в конце плоской части импульса, а также расширения импульсов (рис. 6.13). Вследствие таких искажений глубина модуляции *П*-импульсов обычно выбирается в пределах до 50%. Поскольку импульс расширяется, то возникает опасение, что при передаче нескольких близко расположенных импульсов соседние импульсы могут слиться (т. е. понизится разрешающая способность системы). В действительности этого не

происходит, так как при передаче двух узких импульсов ортогональная составляющая между импульсами будет весьма мала (за счет вычитания составляющих, соответствующих заднему фронту первого импульса и переднему фронту второго). При передаче импульсов малой длительности в ряде случаев расширение их (за счет ортогональной составляющей) нежелательно. Расширение имеет место при такой модуляции, когда вершине импульса соответствует максимальное значение модулированного сигнала (рис. 6.14*а*). Если используется модуляция обратного знака (рис. 6.14*б*), то наличие ортогональной составляющей приведет не к расширению, а к сужению передаваемого импульса на выходе детектора. Это следует учитывать при проектировании систем для передачи различных импульсных сигналов.

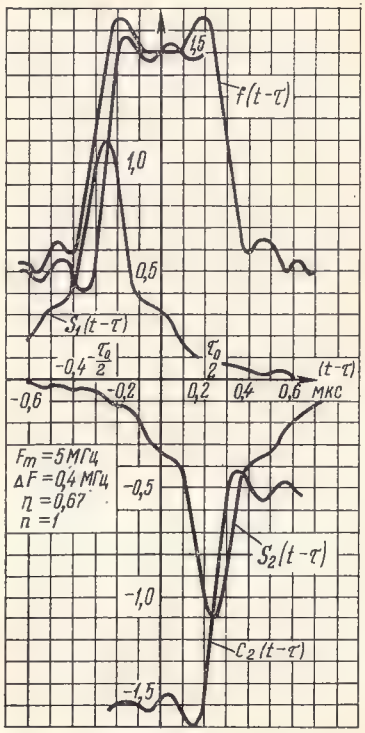


Рис. 6.13. Форма огибающей сигнала при передаче *П*-импульса

6.3. Модуляторы и демодуляторы телевизионных видеосигналов

В аппаратуре оконечных станций применяются устройства для модуляции и демодуляции видеосигналов, а также для преобразования частоты модулированных сигналов ТВ. Преобразователи частоты модулированных сигналов ТВ в современной аппаратуре обычно содержат четыре транзистора, чем обеспечивается достаточно низкий уровень мешающих нелинейных продуктов.

Рассмотрим процессы модуляции и демодуляции видеосигналов.

Модуляцию несущей частоты ω видеосигналом, спектр частот которого простирается от 0 Гц до 6,0 МГц,

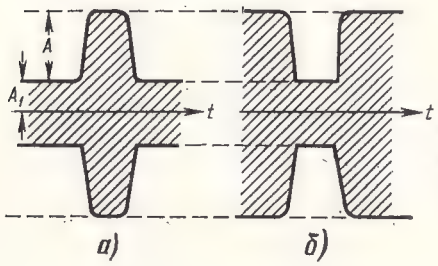


Рис. 6.14. Модулированные сигналы:
а) при негативной модуляции; *б*) при позитивной модуляции

удобно осуществить с помощью диодного кольцевого модулятора (рис. 6.15*а*). При воздействии на идеально сбалансированную кольцевую диодную схему напряже-

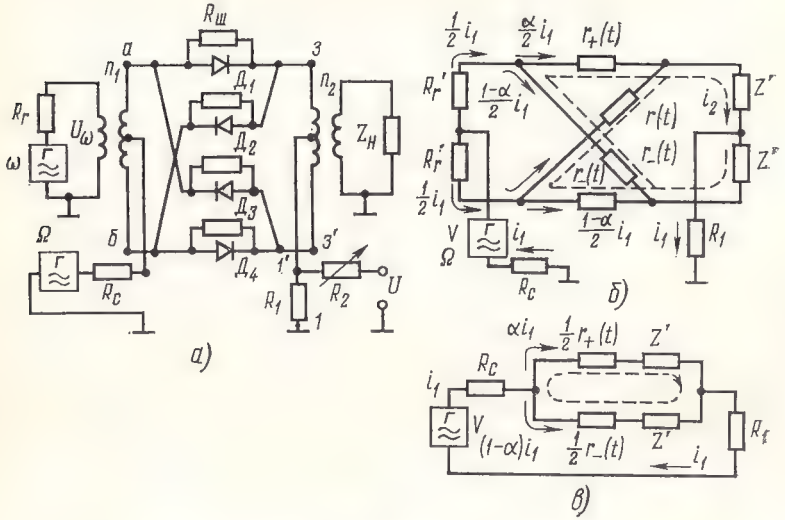


Рис. 6.15. Схемы модулятора:
а) принципиальная; *б*), *в*) эквивалентные

ний несущей частоты $u_\omega = U_\omega \cos \omega t$ и сигнала $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$ на выходе модулятора появляются токи с частотами $m\omega \pm p\Omega$, на входе для несущей частоты — токи с частотами $m\omega \pm q\Omega$, на сигнальном входе — токи с частотами $n\Omega \pm p\Omega$, а в кольце самих диодов будут замыкаться токи с частотами $n\omega \pm q\Omega$ (m и p равны 1, 3, 5, а n и q равны 0, 2, 4, ...). Полезными продуктами преобразования частоты в модуляторе являются токи с частотами $\omega \pm \Omega$. Поскольку модулятор разбалансирован в нужной мере для обеспечения необходимой глубины модуляции, в реальных условиях на выходе модулятора будут возникать несбалансированные остатки всех мешающих продуктов.

Анализ влияния асимметрии диодов в такой схеме модулятора показывает, что при равенстве токов диодов вида $i_{д_1} = i_{д_4}$, $i_{д_2} = i_{д_3}$ на выходе модулятора, кроме полезных продуктов, будут продукты вида $m\omega \pm q\Omega$, при i $i_{д_3} = i_{д_4}$ — мешающие продукты вида $n\omega \pm p\Omega$, при $i_{д_1} = i_{д_3}$, $i_{д_2} = i_{д_4}$ — продукты вида $n\omega \pm q\Omega$. Регулировку тока несущей частоты ω на выходе модулятора нельзя осуществить с помощью балансирующих цепей, включаемых между точками *а—б* или *3—3′*. На продукты $m\omega \pm q\Omega$ (ω, $\omega \pm 2\Omega$, 3ω, ...) можно воздействовать, регулируя постоянное смещение на диоды от источника постоянного напряжения путем изменения напряжения на R_1 (изменяя этим условия работы диодов $Д_1$, $Д_4$ по отношению к $Д_2$, $Д_3$).

Вместо R_2 для подачи напряжения, регулирующего глубину модуляции, можно использовать эмиттерный повторитель, подключив его выход к точкам *1—1′*. Регулируя ток повторителя, можно изменять напряжение между точками *1—1′*. Поскольку выходное сопротивление эмиттерного повторителя мало, то падение напряжения сигнала между точками *1—1′* уменьшается и снижается затухание модулятора.

Емкостную разбалансировку, влияющую на фазу несущей частоты, можно устранить регулировкой конденсатора небольшой емкости (2—5 пФ), подключенного параллельно $Д_2$ или $Д_3$. Влияние разброса сопротивлений открытых и закрытых диодов можно ослабить, включая последовательно с диодом резистор R с небольшим сопротивлением (десятки ом) и параллельно им — резистор $R_ш$=2—4 кОм. При проектировании ап-

паратуры важно определить входное сопротивление и коэффициент передачи модулятора (демодулятора) при заданном сопротивлении нагрузки на его выходе.

Часть продуктов преобразования с частотами $n\omega \pm p\Omega$ в схеме модулятора проходит через источник модулирующего сигнала. Поэтому входное сопротивление преобразователя частоты зависит не только от характеристик диодов и сопротивления нагрузки, но также и от выходного сопротивления источника сигнала в широком диапазоне частот. Для определения входного сопротивления будем рассматривать каждый зашунтированный резистором $R_ш$ диод как изменяемое во времени (под воздействием напряжения несущей частоты u_ω) сопротивление. Для относительно слабого тока сигнала считаем сопротивление диода равным $R_ш$ в закрытом и $R_п$ в открытом состояниях ($R_ш \gg R_п$). Проще рассматривать диод как переключаемое напряжением u_ω сопротивление. В этом случае его вольт-амперную характеристику можно представить ломаной линией *1* (рис. 6.16*а*), а сопротивление диода будет иметь вид прямоугольной функции времени. Но реальные характеристики диодов ближе к кривой *2*. Изменение сопротивления зашунтированного диода под воздействием u_ω изображено кривой *1* на рис. 6.16*б* и погрешность расчетов в большой мере уменьшается, если аппроксимировать сопротивление диода не прямоугольной, а трапецеидальной функцией (кривая 2, рис. 6.16*б*). Сопротивления диодов $r_-(t)$ и $r_+(t)$ (рис. 6.16*б*, *в*) представим следующим образом:

$$r_\pm(t) = r_0 \mp r_ш \sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty} a_m \cos m\omega t, \qquad (6.53)$$

где

$$r_0 = \frac{1}{2}(R_ш + R_п);\ r_ш = \frac{1}{2}(R_ш - R_п);$$

$$a_m = (-1)^{\frac{m-1}{2}} \frac{4}{m\pi^2} \frac{\sin m\beta}{\beta}. \qquad (6.54)$$

Положительное напряжение несущей частоты, равное половине амплитудного значения, почти полностью отпирает диод; угол β для разных германиевых диодов на-

ходится в пределах 25—40°. Для расчета можно принять $\beta=30°$ ($\beta=\pi/6$), $a_1=1{,}216$, $a_3=-0{,}271$, $a_5=0{,}048$, а $R_п$ определить как среднее значение сопротивления диода малому переменному току на участке усредненной (для данного типа диодов) вольт-амперной характе-

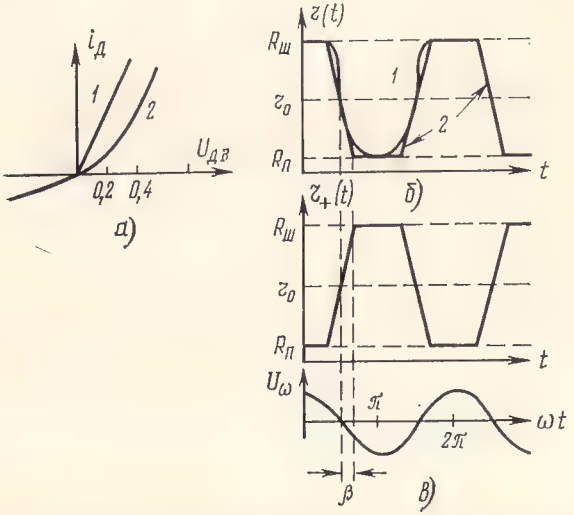


Рис. 6.16. Вольт-амперная характеристика диода (*а*) и аппроксимация изменения сопротивления зашунтированного диода во времени (*б, в*)

ристики от $u_д=0{,}5U_ω$ до $u_д=U_ω$ (от $\beta=30°$ до $\beta=90°$). Если ток диода при положительном напряжении порядка 1,0 В превышает 15—20 мА, то последовательно с диодом включается резистор с сопротивлением в несколько десятков ом и определяется величина $R_п$ для диода с последовательно включенным резистором.

Эквивалентная схема модулятора приведена на рис. 6.15*б*. Между диодным преобразователем и полосовым фильтром, выделяющим полезный сигнал (одну из боковых полос полностью, а вторую частично), обычно включается усилительный каскад, ослабляющий влияние реактивного сопротивления фильтра в полосе задерживания. Величина нагрузки Z невелика (75—150 Ом); это облегчает выполнение выходного транс-

форматора с достаточно малыми искажениями. Выходное сопротивление источника несущей частоты ω мало на всех частотах, кроме области частот вблизи ω. Точки *а* и *б* практически эквипотенциальны для токов I_Ω, $I_{m\omega\pm\Omega}$, $I_{n\omega\pm\Omega}$. Поэтому можно не учитывать $R'_г$ и упростить эквивалентную схему (рис. 6.15*в*). При определении входного сопротивления достаточно учитывать продукты преобразования $\omega\pm\Omega$, $2\omega\pm\Omega$, $3\omega\pm\Omega$, пренебрегая продуктами более высокого порядка, а также продуктами вида $s\omega\pm2\Omega$, $s\omega\pm3\Omega$, ... ($s=1, 2, 3, ...$) ввиду их малой мощности по сравнению с мощностью учитываемых продуктов. В соответствии со схемой рис. 6.16*в* составим систему уравнений:

$$v=(R_c+R_1)\,i_1+\left[\frac{1}{2}\,r_+(t)+Z'\right](\alpha\,i_1+i_2); \qquad (6.55)$$

$$v=(R_c+R_1)\,i_1+\left[\frac{1}{2}\,r_-(t)+Z'\right][(1-\alpha)\,(i_1-i_2)]. \qquad (6.56)$$

Суммируя эти уравнения и учитывая значения $r_+(t)$ и $r_-(t)$, согласно (6.53) запишем

$$v=\left(\frac{r_0}{4}+R_c+R_1+\frac{Z'}{2}\right)i_1+\frac{r_ш}{4}(1-2\alpha)\,i_1\times$$

$$\times\left[\sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty}a_m\cos m\omega\,t\right]-\frac{r_ш}{2}\,i_2\left[\sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty}a_m\cos m\omega\,t\right]. \qquad (6.57)$$

Из ур-ния (6.57) составим уравнения для токов с частотами Ω, $2\omega\pm\Omega$, $4\omega\pm\Omega$, учитывая, что ток i_1 содержит токи $n\omega\pm\Omega$, а ток i_2 содержит токи $m\omega\pm\Omega$. Ток частоты Ω содержится только в первом и последнем членах уравнения. Для частоты Ω

$$V=\left(\frac{r_0}{4}+R_\Omega+R_1+\frac{Z'_\Omega}{2}\right)I_\Omega-$$

$$-\frac{r_ш}{4}\left[\sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty}a_m\,(I_{m\omega+\Omega}+I_{m\omega-\Omega})\right], \qquad (6.58)$$

где R_Ω и Z'_Ω — соответственно выходное сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки на частоте сигнала Ω.

Для токов $2\omega \pm \Omega$, $4\omega \pm \Omega$ напряжение источника сигнала равно нулю. Этот ток также образуется первым и последним членами ур-ния (6.57). Для тока частоты $2\omega \pm \Omega$ запишем

$$0 = \left(\frac{r_0}{4} + R_{2\omega\pm\Omega} + R_1 + \frac{1}{2} Z'_{2\omega\pm\Omega}\right) I_{2\omega\pm\Omega} - \frac{r_{\text{ш}}}{4} \times$$

$$\times \left[a_1 I_{\omega\pm\Omega} + a_1 I_{3\omega\pm\Omega} + \sum_{m=3,5,\ldots}^{\infty} (a_m I_{(m-2)\omega\mp\Omega} + a_m I_{(m+2)\omega\pm\Omega})\right]; \tag{6.59}$$

для тока частоты $4\omega \pm \Omega$

$$0 = \left(\frac{r_0}{4} + R_{4\omega\pm\Omega} + R_1 + \frac{Z'_{4\omega\pm\Omega}}{2}\right) I_{4\omega\pm\Omega} - \frac{r_{\text{ш}}}{4} \times$$

$$\times \left[a_1 I_{3\omega\pm\Omega} + a_3 I_{\omega\pm\Omega} + \sum_{m=5,7,\ldots}^{\infty} (a_m I_{(m-4)\omega\pm\Omega} + a_m I_{(m+4)\omega\pm\Omega})\right]. \tag{6.60}$$

Вычитая ур-ние (6.56) из (6.55) и учитывая (6.53), получим уравнение

$$0 = \left(\frac{r_0}{2} + Z'\right)(2\alpha - 1)\, i_1 + (r_0 + 2Z')\, i_2 -$$

$$- \frac{r_{\text{ш}}}{2} i_1 \sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty} a_m \cos m\omega t, \tag{6.61}$$

из которого можно записать уравнения для токов $I_{\omega\pm\Omega}$, содержащихся в i_2 и в последнем члене ур-ния (6.61). Для тока $I_{\omega\pm\Omega}$

$$0 = (r_0 + 2Z'_{\omega\pm\Omega})\, I_{\omega\pm\Omega} - \frac{r_{\text{ш}}}{4}\left[a_1 I_\Omega + a_1 I_{2\omega\pm\Omega} + a_3 I_{2\omega\mp\Omega} +\right.$$

$$\left. + a_3 I_{4\omega\pm\Omega} + \sum_{m=5,7,\ldots}^{\infty} (a_m I_{(m-1)\omega\mp\Omega} + a_m I_{(m+1)\omega\pm\Omega})\right]; \tag{6.62}$$

для тока $I_{3\omega\pm\Omega}$

$$0 = (r_0 + 2Z'_{3\omega\pm\Omega})\, I_{3\omega\pm\Omega} - \frac{r_{\text{ш}}}{4}\left[a_1 I_{2\omega\pm\Omega} + a_1 I_{4\omega\pm\Omega} + a_3 I_\Omega +\right.$$

$$\left. + a_3 I_{6\omega\pm\Omega} + \sum_{m=5,7,\ldots}^{\infty} (a_m I_{(m-1)\omega\mp\Omega} + a_m I_{(m+1)\omega\pm\Omega})\right]. \tag{6.63}$$

Из ур-ний (6.57)—(6.63) определим приближенные значения токов $I_{2\omega+\Omega}$, $I_{4\omega+\Omega}$, $I_{\omega+\Omega}$, $I_{3\omega+\Omega}$, учитывая члены, характеризующие токи с частотами не выше $4\omega \pm \Omega$.

Источником сигнала является эмиттерный повторитель, выходное сопротивление которого практически одинаково на частотах $2\omega+\Omega$ и $2\omega-\Omega$. Сопротивления нагрузки $Z'_{\omega\pm\Omega}$ и $Z'_{3\omega\pm\Omega}$ всегда значительно меньше r_0. Поэтому $I_{\omega+\Omega} \approx I_{\omega-\Omega}$; $I_{3\omega+\Omega} \approx I_{3\omega-\Omega}$; $I_{2\omega+\Omega} \approx I_{2\omega-\Omega}$. Согласно ур-ниям (6.59), (6.60) и с учетом сделанных допущений

$$I_{2\omega\pm\Omega} \approx \frac{r_{\text{ш}}}{\Pi}(a_1 I_{\omega\pm\Omega} + a_1 I_{3\omega\pm\Omega} + a_3 I_{\omega\mp\Omega}), \qquad (6.64)$$

где $\Pi = r_0 + 4R_1 + 4R_{2\omega\pm\Omega} + 2Z'_{2\omega\pm\Omega}$;

$$I_{4\omega\pm\Omega} \approx \frac{r_{\text{ш}}}{\Pi}(a_1 I_{3\omega\mp\Omega} + a_3 I_{\omega\mp\Omega}). \qquad (6.65)$$

Согласно ур-ниям (6.62) и (6.63)

$$I_{\omega\pm\Omega} \approx \frac{r_{\text{ш}}}{4(r_0 + 2Z'_{\omega})}[a_1 I_{\Omega} + (a_1 + a_3) I_{2\omega\pm\Omega} + a_3 I_{4\omega\pm\Omega}]; \qquad (6.66)$$

$$I_{3\omega\pm\Omega} \approx \frac{r_{\text{ш}}}{4(r_0 + 2Z'_{3\omega})}[a_3 I_{\Omega} + a_1 I_{2\omega\pm\Omega} + a_1 I_{4\omega\pm\Omega}]. \qquad (6.67)$$

Решая совместно ур-ния (6.64)—(6.67) и пренебрегая сравнительно малыми членами, находим

$$I_{\omega\pm\Omega} \approx I_{\Omega} \frac{a_1 r_{\text{ш}} \Pi}{[4\Pi(r_0 + 2Z'_{\omega}) - r_{\text{ш}}^2 (a_1 + a_3)^2]}. \qquad (6.68)$$

Используя ур-ние (6.57) и учитывая, что $Z'_{\Omega} \ll r_0$, определим входное сопротивление модулятора на частоте сигнала:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{V - I_{\Omega} R_{\Omega}}{I_{\Omega}} \approx \left(\frac{r_0}{4} + R_1\right) - \frac{r_{\text{ш}}}{4 I_{\Omega}} \sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty} \times$$

$$\times a_m (I_{m\omega+\Omega} + I_{m\omega-\Omega}). \qquad (6.69)$$

Практически достаточно учесть первые два члена под знаком суммы, так как $a_1 I_{\omega+\Omega} \gg a_3 I_{\omega+\Omega} \gg a_5 I_{\omega+\Omega}$. Поэтому

$$Z_{\text{вх}} \approx \frac{r_0}{4} + R_1 - \frac{a_1^2 \Pi r_{\text{ш}}^2}{8(r_0 + 2Z'_{\omega\pm\Omega})\Pi - 2r_{\text{ш}}^2 (a_1 + a_3)^2}. \qquad (6.70)$$

Если аппаратура построена таким образом, что сигнал частотой Ω с выхода фильтра нижних частот (ограничивающего спектр частот входного видеосигнала) подается на вход модулятора, то следует учесть его выходное реактивное сопротивление в области запирания. Теоретически оно стремится либо к нулю, либо к бесконечности в зависимости от схемы фильтра. Если оно близко к нулю, то можно пренебречь $R_{2\omega+\Omega}$, если же оно много больше r_0, то токи $I_{2\omega+\Omega}$, $I_{4\omega+\Omega}$ будут ничтожно малы по сравнению с I_Ω, и тогда согласно (6.66), (6.67)

$$I_{\omega\pm\Omega} \approx I_\Omega \frac{a_1 r_ш}{4\left(r_0 + 2Z'_{\omega\pm\Omega}\right)}; \quad I_{3\omega\pm\Omega} \approx I_\Omega \frac{a_3 r_ш}{4\left(r_0 + 2Z'_{3\omega\pm\Omega}\right)}.$$

Следовательно,

$$Z_{вх} \approx \frac{r_0}{4} + R_1 - \frac{r_ш^2}{8}\left[\frac{a_1^2}{\left(r_0 + 2Z'_{\omega\pm\Omega}\right)} + \frac{a_3^2}{\left(r_0 + 2Z'_{3\omega\pm\Omega}\right)}\right]. \quad (6.71)$$

Входное сопротивление модулятора для тока несущей частоты

$$Z_{вх,нес} \approx 2R_Д \frac{1}{n_{нес}^2},$$

где $R_Д$ — сопротивление диода току несущей частоты при максимальном токе диода; $n_{нес}$ — коэффициент трансформации трансформатора несущей частоты, определенный из условия согласования $Z_{вх\omega}$ с внутренним сопротивлением $R_г$ (рис. 6.15*а*).

Схема демодулятора, используемого для синхронной демодуляции сигнала (рис. 6.17*а*), сбалансирована. Выход демодулятора подключен к входу видеоусилителя; сопротивление нагрузки $Z_н$ не превышает несколько сотен ом. Частота входного сигнала $\Omega = \omega \pm \Omega_в$, местная несущая частота ω. Поэтому выходное сопротивление источника сигнала $R_{\omega+\Omega} = R_{2\omega+\Omega_в}$; $R_{\omega-\Omega} = R_{\Omega_в}$; $R_{2\omega+\Omega} = R_{3\omega+\Omega_в}$; $R_{2\omega-\Omega} = R_{\omega\pm\Omega_в}$. Сопротивление нагрузки для полезного сигнала $Z_{\Omega_в} = Z_{\omega-\Omega}$, а $Z_{\omega+\Omega} = Z_{2\omega\pm\Omega}$. Полагаем, что $Z_н$ мало на частотах $3\omega\pm\Omega$ и выше по сравнению с $Z_{\Omega_в}$ (вследствие шунтирующего действия входного сопротивления видеоусилителя) и тем более по сравнению с r_0.

Определим входное сопротивление части схемы рис. 6.17*а*, расположенной справа от точек *а* и *в*. Для токов I_Ω, $I_{m\omega\pm\Omega}$, $I_{n\omega\pm\Omega}$ точки *с* и *d* эквипотенциальны, и поэтому выходное сопротивление генератора несу-

щей частоты $R_г$ можно не учитывать. Влияние малых балансирующих конденсаторов также не учитывается. Заменяя диоды соответственно сопротивлениями $r_+(t)$ и $r_-(t)$ и соединяя эквипотенциальные точки c и d, получим эквивалентную схему (рис. 6.17*б*), в которой

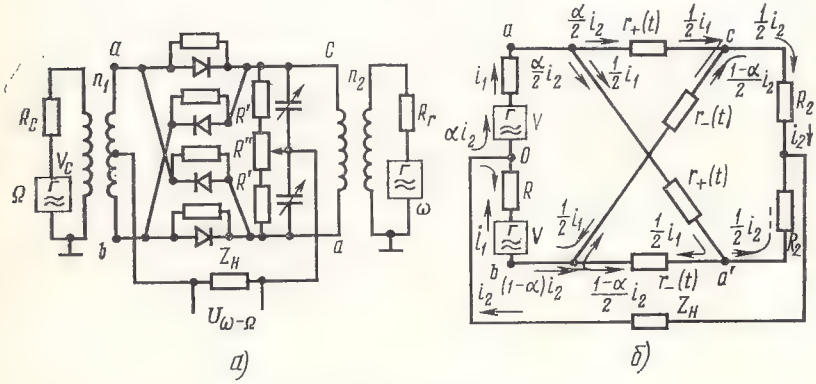


Рис. 6.17. Схема демодулятора:
а) принципиальная; *б)* эквивалентная

$V=\frac{1}{2}n_1V_c$, $R=\frac{1}{2}n_1^2R_c$ (в общем случае частотнозависимое), $R_2=R'+\frac{1}{2}R''$. В эквивалентной схеме ток i_1 содержит составляющие Ω, $2ω\pm Ω$, $4ω\pm Ω$, не проходящие через $Z_н$, ток i_2 содержит составляющие $ω\pm Ω$, $3ω\pm Ω$, ... (ток в кольце диодов при принятом представлении $r_+(t)$ и $r_-(t)$ равен нулю).

Составим уравнение для контура *oacb* (рис. 6.17*б*):

$$2v=R(i_1+\alpha i_2)+r_+(t)\frac{i_1+\alpha i_2}{2}+r_-(t)\frac{i_1-(1-\alpha)i_2}{2}+$$
$$+R[i_1-(1-\alpha)i_2], \qquad (6.72)$$

где $\alpha<1$.

С учетом (6.53)

$$v=i_1\left(R+\frac{r_0}{2}\right)+i_2\left(R+\frac{r_0}{2}\right)\left(\alpha-\frac{1}{2}\right)-$$
$$-\frac{i_2}{4}r_ш\sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty}a_m\cos m\omega t. \qquad (6.73)$$

Ток I_Ω содержится в i_1 и образуется при умножении i_2 на выражение под знаком суммы. Поэтому для частоты Ω

$$V = I_\Omega\left(R + \frac{r_0}{2}\right) - \frac{r_ш}{8}\sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty} a_m\,(I_{m\omega+\Omega} + I_{m\omega-\Omega}). \quad (6.74)$$

Для токов $I_{2\omega+\Omega}$, $I_{4\omega+\Omega}$ можно составить приближенное уравнение, приняв $v=0$ в (6.73):

$$I_{2\omega\pm\Omega} \approx \frac{r_ш}{4\,(r_0 + 2R_{2\omega\pm\Omega})}\,(a_1 I_{\omega\pm\Omega} + a_1 I_{3\omega\pm\Omega} + a_3 I_{\omega\mp\Omega}); \quad (6.75)$$

$$I_{4\omega\pm\Omega} \approx \frac{r_ш}{4\,(r_0 + 2R_{4\omega\pm\Omega})}\,(a_1 I_{3\omega\pm\Omega} + a_3 I_{\omega\pm\Omega}). \quad (6.76)$$

Составим уравнения для контуров, содержащих $Z_н$:

$$(i_1 + \alpha\, i_2)\left[R + \frac{1}{2}\,r_+(t)\right] + i_2\left(\frac{1}{2}R_2 + Z_н\right) = v; \quad (6.77)$$

$$[i_1 - (1-\alpha)\,i_2]\left[R + \frac{1}{2}\,r_-(t)\right] - i_2\left(\frac{1}{2}R_2 + Z_н\right) = v. \quad (6.78)$$

Вычитая эти уравнения, с учетом (6.53) получим

$$\left(2Z_н + R + R_2 + \frac{r_0}{2}\right) i_2 + \left(\frac{1}{2} - \alpha\right) i_2 r_ш \sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty} a_m \cos m\omega t -$$

$$- i_1 r_ш \sum_{m=1,3,\ldots}^{\infty} a_m \cos m\omega t = 0. \quad (6.79)$$

Токи $I_{\omega+\Omega}$ содержатся в первом и последнем членах ур-ния (6.79). Так,

$$I_{\omega-\Omega}\left(2Z_{\omega-\Omega} + R_2 + R_{\omega-\Omega} + \frac{r_0}{2}\right) \approx$$

$$\approx \frac{r_ш}{2}\,(a_1 I_\Omega + a_1 I_{2\omega-\Omega} + a_3 I_{2\omega+\Omega}). \quad (6.80)$$

Решая совместно уравнения для $I_{\omega+\Omega}$ и $I_{\omega-\Omega}$, можно определить $I_{\omega+\Omega}$ и $I_{\omega-\Omega}$ при известных характеристиках $Z_н$ и R:

1. Допустим, что выходное сопротивление источника сигнала равно R_c на всех учитываемых частотах. Если входной трансформатор достаточно широкополосен для учитываемых токов, то внутреннее сопротивление эквивалентного источника сигнала, включенного между точ-

ками a, o (рис. 6.17$б$), будет $R=\frac{1}{2}R_c n_1^2$ на всех частотах, кроме частоты $\omega-\Omega=\Omega_в$, на которой оно мало вследствие наличия входного трансформатора. В этом случае

$$I_{\omega\pm\Omega}\approx\frac{Mr_ш a_1 I_\Omega}{M\Phi_{\omega\mp\Omega}-r_ш^2(a_1+2a_3)^2}, \qquad (6.81)$$

где $M=4(r_0+2R_{2\omega\mp\Omega})$; $\Phi_{\omega\mp\Omega}=r_0+2R_{\omega\mp\Omega}+2R_2+4Z_{\omega\mp\Omega}$. Входное сопротивление схемы для тока I_Ω между точками a и b равно

$$Z'_{вх}=\frac{2(V_ь-I_\Omega R_\Omega)}{I_\Omega}\approx r_0-\frac{a_1 r_ш}{4}\frac{I_{\omega+\Omega}+I_{\omega-\Omega}}{I_\Omega}. \qquad (6.82)$$

Входное сопротивление демодулятора $Z_{вх}=\frac{1}{n_1^2}Z'_{вх}$.

С учетом (6.81)

$$Z_{вх}\approx\frac{1}{n_1^2}\left\{r_0-\frac{Mr_ш^2 a_1^2[(\Phi_{\omega+\Omega}+\Phi_{\omega-\Omega})M-2r_ш^2(a_1^2+2a_3^2)]}{4[M\Phi_{\omega+\Omega}-r_ш^2(a_1^2+2a_3^2)][M\Phi_{\omega-\Omega}-r_ш^2(a_1^2+2a_3^2)]}\right\}, \qquad (6.83)$$

где n_1 — коэффициент трансформации входного трансформатора сигнала.

2. Допустим, что выходное сопротивление источника сигнала равно R_c в области частот $\Omega=\omega\pm\Omega_в$ и мало на других частотах. Очевидно, что оно равно R_c и на частотах $2\omega-\omega=\omega-\Omega_в$. В этом случае

$$\frac{I_{\omega+\Omega}}{I_\Omega}\approx\frac{a_1 r_ш}{\Phi_{\omega+\Omega}-\frac{r_ш^2 a_1^2}{4r_0}}; \qquad (6.84)$$

$$\frac{I_{\omega-\Omega}}{I_\Omega}\approx\frac{a_1 r_ш}{\Phi_{\omega-\Omega}-\frac{r_ш^2(a_1^2+a_3^2)}{4(r_0+2R)}}, \qquad (6.85)$$

а $(Z'_{вх})$ определяется согласно (6.82).

Входное сопротивление демодулятора для тока несущей частоты

$$Z_{вх\omega}\approx\frac{2R_д R_2}{n_2^2(R_д+R_2)}. \qquad (6.86)$$

Очевидно, что такой демодулятор можно использовать и для преобразования частоты. Его преимуществом являются простота и сравнительно высокий коэффициент передачи по напряжению, но он уступает транзисторным преобразователям в части ослабления нелинейных продуктов модуляции.

Коэффициенты передачи модулятора и демодулятора просто определить, имея выражения для токов $I_{\omega+\Omega}$ и $I_{\omega-\Omega}$. Напряжение на входе модулятора $U_{вх}=I_{\Omega}Z_{вх}$, а напряжение полезного сигнала на выходе $U_{вых}=I_{\omega\pm\Omega}\cdot 2Z'\frac{1}{n_2}$. Так как $2Z'=Z_{н}n^2_2$, то коэффициент передачи модулятора

$$K_{м}=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{Z_{н}n_2}{Z_{вх}}\frac{I_{\omega\pm\Omega}}{I_{\Omega}}. \qquad (6.87)$$

Напряжение сигнала на входе демодулятора $U_{вх}=I_{\Omega}n_1Z_{вх}$, а на выходе $U_{вых}=I_{\omega-\Omega}Z_{н}$. Коэффициент передачи его

$$K_{д}=\frac{Z_{н}}{n_1Z_{вх}}\frac{I_{\omega-\Omega}}{I_{\Omega}}. \qquad (6.88)$$

Формулы для отношения токов приведены выше. У модулятора коэффициент передачи невелик и при $Z_{вх}=75$—200 Ом составляет 0,1—0,4. У демодулятора коэффициент передачи практически может быть порядка единицы.

Расчет устройств начинается с выбора типа диодов, достаточно широкополосных, с временем установления $\tau_{уст}$, не превосходящим наименьшую длительность фронта передаваемых в системе сигналов при величине выброса не более 3—4% (см. § 6.1). Величина максимального тока диода 10—15 мА обеспечивается включением последовательно с диодом резистора (несколько десятков ом) при амплитуде напряжения несущей частоты на диоде порядка 0,8—1,0 В. По усредненной характеристике диода (или диода с последовательным резистором) графически определяется его дифференциальное сопротивление при изменении напряжения несущей частоты от $0{,}5\,U_{\omega}$ до U_{ω}, и среднее его значение принимается за $R_{п}$. Затем выбирается $R_{ш}=2$—4 кОм.

Для модулятора следует определить реализуемый при заданном $Z_{н}$ и допустимых искажениях коэффициент трансформации n_2 и вычислить $Z'=0{,}5Z_{н}n^2_2$; вы-

брать R_1 (десятки ом), учитывая расход тока в R_1 и R_2 (рис. 6.15*а*); рассчитать входное сопротивление и коэффициент передачи; определить коэффициент трансформации n_1, исходя из необходимого входного сопротивления $Z_{вх\omega}$ для тока несущей частоты.

Для демодулятора (после определения $R_п$ и $R_ш$) следует: выбрать практически реализуемый коэффициент трансформации n_1 (рис. 6.17*а*) и определить $R_\Omega = 0{,}5R_c n_1^2$; выбрать R' и R'', исходя из $R'+0{,}5R''=R_2 \geqslant (2—3)R_д$; определить величину нагрузки $Z_н$, при которой влияние входного сопротивления видеоусилителя будет незначительным (несколько сотен ом); рассчитать входное сопротивление, учитывая, что уменьшение $Z_н$ снижает входное сопротивление, а уменьшение n_1 повышает его; рассчитать коэффициент передачи; определить по формуле $n_2 = \sqrt{2R_д R_2/Z_\omega(R_д+R_2)}$ коэффициент трансформации n_2.

7

ГЛАВА

НЕЛИНЕЙНЫЕ И ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ПОМЕХИ В ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ И АППАРАТУРЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ

7.1. Общие замечания

Требования к усилителям линейного тракта чаще всего определяются из условия загрузки всего линейного спектра частот сигналами ТЧ. Несмотря на то, что эти требования весьма высоки вследствие большого числа усилителей на магистрали большой протяженности, суммарная нелинейность тракта может существенно сказываться на качестве передачи как сигналов ТЧ, так и телевидения. Она может и ограничить число каналов ТЧ, организуемых совместно с каналами телевидения.

Нелинейные помехи в линейном тракте возникают в результате взаимодействия составляющих сигналов

телевидения между собой; составляющих многоканального сигнала между собой; составляющих сигналов телевидения и многоканального сигнала. В каналах ТЧ нелинейные помехи проявляются в виде нелинейного «шума» и в виде синусоидальных или модулированных синусоидальных помех. В канале телевидения нелинейные помехи проявляются в виде шума и движущихся сеток на передаваемом изображении. Кроме того, в канале ТВ имеют место нелинейные искажения, аналогичные искажениям, возникающим из-за нелинейности видеоусилителей (см. гл. 5).

Сигналы синхронизации имеют регулярную форму и регулярный спектр частот. Сигнал изображения, если его рассматривать в течение очень длительного времени (несколько суток), представляет собой случайный процесс с определенным максимальным и средним значением (соответствующим уровню «белого» и, например, уровню «серого»), прерываемый периодически во время прохождения строчных и кадровых импульсов гашения. В течение короткого времени (десятки секунд, минуты) осуществляется передача практически неподвижного, а также совсем неподвижного изображения (тест-сигналы, заставки, передачи из театра и т. д.). Длительность телефонного сообщения обычно не превышает нескольких минут, а длительность важной его части может составлять секунды. Поэтому при расчетах защищенности каналов следует полагать, что передача любого видеосигнала (соответствующего естественному изображению или испытательному сигналу) не должна вносить в каналы ТЧ помехи, превышающие норму. Нелинейные помехи следует рассчитывать, исходя из условия передачи неподвижных изображений, так как в этом случае они более заметны и в канале ТВ и в каналах ТЧ. При передаче наиболее частого «серого» уровня яркости (рис. 7.1*а*) и глубине модуляции 150% мощность линейного сигнала будет минимальной (рис. 7.1*б*). Во время передачи «белого» или «черного» (темного), а также при передаче некоторых испытательных сигналов мощность линейного сигнала существенно больше средней мощности сигнала, представляющего случайный процесс. Кроме того, при отсутствии видеосигнала на входе передающего устройства по линии передается немодулированный ток линейной несущей частоты. Если не предпринимать специальных мер для автоматическо-

го снижения мощности тока несущей частоты во время пауз, то она будет значительно превышать мощность модулированного линейного сигнала.

Вследствие сложности реального сигнала ТВ при определении нелинейных помех приходится пользовать-

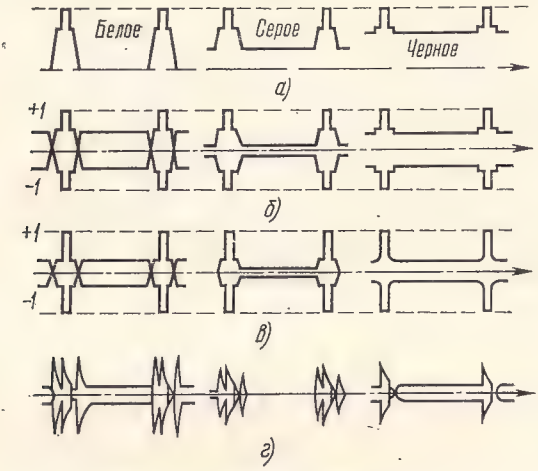


Рис. 7.1. Изображения сигналов:
а) видеосигналы белого, серого, и черного тонов; *б*) модулированные сигналы при глубине модуляции 150%; *в*) огибающие помех суммарной частоты; *г*) огибающие помех при передаче предыскаженных сигналов

ся его упрощенными моделями. Определить все возможные помехи с помощью одной модели трудно. Целесообразно использовать несколько моделей. Определяя тот или иной вид помех, следует выбрать ту модель, которая обеспечивает более достоверный результат расчета.

7.2. Помехи от взаимодействия составляющих телевизионного сигнала

При передаче видеосигнала $F(t)$ по каналу модулированный сигнал ТВ с несимметричными боковыми полосами на входе линейного тракта (см. § 6.2) можно представить как

$$u_{вх}(t) = C(t)\cos\omega_л t + S(t)\sin\omega_л t =$$
$$= \sqrt{C^2(t)+S^2(t)}\cos[\omega_л t + \varphi(t)], \qquad (7.1)$$

где $C(t)$ — синфазная, а $S(t)$ — ортогональная (квадратурная) составляющие модулированного сигнала ТВ.

Если нелинейные свойства тракта характеризуются полиномом

$$u_{вых}(t) = a_1 u_{вх}(t) + a_2 u^2_{вх}(t) + a_3 u^3_{вх}(t) + \ldots, \qquad (7.2)$$

то на выходе тракта, кроме полезного сигнала, определяемого первым членом правой части ур-ния (7.2), будут возникать нелинейные помехи. Помехи второго порядка определяются вторым членом ур-ния (7.2) как

$$\frac{a_2}{2}[C^2(t)+S^2(t)] + \frac{a_2}{2}[C^2(t)+S^2(t)]\cos 2[\omega_л t+\varphi(t)]. \qquad (7.3)$$

Помеха суммарной частоты представляет собой модулированную вторую гармонику линейной несущей частоты. «Огибающая» этой помехи (рис. 7.1*в*) пропорциональна квадрату огибающей передаваемого модулированного сигнала. Если линейная несущая частота $f_л < F_m/2$ (т. е. $f_л < 3$ МГц, как это имеет место в системах К-1920 и К-3600), то указанная помеха попадает в канал ТВ. При глубине модуляции до 100% помеха будет большей при передаче черного, а при глубине модуляции 150% она будет большей во время передачи белого, почти такой же для черного и весьма слабой для серого тонов (рис. 7.1*в*). Величина помехи будет максимальной во время передачи сигналов синхронизации, но в это время на экране нет изображения. При значительной нелинейности (за счет перегрузки или неисправности тракта) помеха будет проявляться в виде движущейся сетки на изображении.

Составляющая помехи с частотой $2f_л$ будет значительно мощнее боковых составляющих помехи вида $2f_л \pm mf_с$, $2f_л \pm nF_к$, так как она образуется не только как вторая гармоника от $f_л$, но и как комбинационная помеха от взаимодействия каждой пары боковых составляющих линейного сигнала (например, $f_л - mf_с$ и $f_л + mf_с$, $f_л - nF_к$ и $f_л + nF_к$). Поскольку пока допустимая величина периодической помехи для тонов различной яркости раздельно не нормируется, то помеху следует рассчитывать при передаче модели белого поля (модель *1*, рис. 7.2*а*) или близкой к ней и более простой

модели *2* (рис. 7.2*б*). Во время скачкообразного изменения яркости будет изменяться и величина помехи. Вследствие того что время групповой задержки канала в области $f_л$ и $2f_л$ может отличаться на 0,2—0,25 мкс, помеха, образованная при передаче белого (черного),

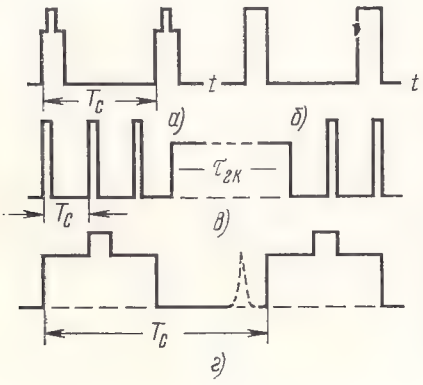


Рис. 7.2. Модели сигналов ТВ негативной полярности:
а) модель сигнала белого поля; *б*) упрощенная модель сигнала белого поля; *в*) упрощенная модель с кадровым сигналом гашения; *г*) упрощенная модель испытательного сигнала

может оказаться на краю серого участка изображения. Выполнение нормы при передаче белого с запасом обеспечит незаметность помехи при любом изображении.

Если такая помеха попадет в канал ТЧ, то она может быть максимальной во время передачи немодулированного тока несущей частоты (при условии, что этот ток не ослабляется автоматически во время перерыва между ТВ программами).

Предыскажения модулированного сигнала на линейной несущей частоте (см. § 8.1) сильно ослабляют помеху в области $2f_л$ и, как показывает расчет, в системах К-1920 и К-3600 действие этой помехи незначительно. Уровень помехи во время передачи сигналов «белого» [1]

$$p_{2f_{л.бел}} \approx 2\left[p_{ТВ} - \ln\frac{\text{размах немод. нес.}}{\text{размах нес. белого}}\right] - a_{г20}(2f_л) - (2a_{пред} - S_1) + \Delta\Pi_2, \qquad (7.3)$$

[1] В расчетных формулах гл. 7 и 9 все значения уровней и затуханий выражены в неперах. Окончательные результаты расчета приводятся в децибелах, для чего полученные результаты в неперах умножаются на коэффициент 8,7.

где $p_{\text{ТВ}}$ — пиковый уровень передачи сигнала ТВ [1]; $a_{\text{г}20}(2f_{\text{л}})$ — затухание второй гармоники линейного усилителя на частоте $2f_{\text{л}}$; $(2a_{\text{пред}}—S_1)$ — величина ослабления помехи предыскажением (см. § 8.1); $\Delta\Pi_2 = \frac{1}{2}\ln L/l$ (L — длина магистрали, l — длина усилительного участка).

Помеха второго порядка разностной частоты определяется первым членом ур-ния (7.3). Она распределена в спектре частот от нижней пропускаемой линейным усилителем частоты до $F_m + \Delta F_m$. Характер помехи разностной частоты, попадающей в канал ТЧ, можно определить с помощью модели *3* (рис. 7.2*в*). Импульсами синхронизации кадров и уравнивающими импульсами пренебрегаем ввиду их относительно малой мощности. Модель *3* (негативной полярности) выражена функцией

$$f_{\text{з}}(t) = f_{\text{с}}(t)\,[1 - F'_{\text{к}}(t)] + F_{\text{к}}(t), \qquad (7.4)$$

где $f_{\text{с}}(t)$ — последовательность импульсов строчной частоты и длительности $\tau_{\text{г.с}}$;

$$f_{\text{с}}(t) = \frac{\tau_{\text{г.с}}}{T_{\text{с}}} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\omega_{\text{с}}\tau_{\text{г.с}}}{2} \cos m\omega_{\text{с}} t, \qquad (7.5)$$

а сигнал гашения кадров

$$F_{\text{к}}(t) = 0{,}7\left[\frac{\tau_{\text{к}}}{T_{\text{к}}} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\Omega_{\text{к}}\tau_{\text{к}}}{2} \cos n\Omega_{\text{к}} t\right]. \qquad (7.6)$$

Кроме того,
$$F'_{\text{к}}(t) = F_{\text{к}}(t)/0{,}7. \qquad (7.7)$$

Подставляя (7.5) в (7.4), находим сумму гармоники $mf_{\text{с}}$ и ее боковых частот $m\omega_{\text{с}} \pm n\Omega_{\text{к}}$, которая оказывается равной

$$\frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\pi\tau_{\text{г.с}}}{T_{\text{с}}} \cos m\omega_{\text{с}} t\,[1 - F'_{\text{к}}(t)]. \qquad (7.8)$$

Таким образом, в каналы ТЧ (~25% общего числа каналов ТЧ, расположенных в диапазоне частот 312—1548 кГц в системе К-1920) попадают гармоники строчной частоты $m\omega_{\text{с}}$, модулированные импульсами кадровой частоты длительностью $\tau_{\text{к}}$. Так как $\tau_{\text{к}} \ll T_{\text{к}}$, то нали-

[1] Под уровнем передачи сигнала ТВ будем понимать уровень синусоидального сигнала, размах которого равен размаху модулированного сигнала ТВ.

чие такой модуляции мало сказывается на псофометрической величине помехи в канале ТЧ.

В системе К-1920 существенны помехи с частотами от $17f_c$ и выше. В системе К-3600, где ниже канала ТВ расположены только каналы звукового сопровождения и вещания (в области частот 841—1014 кГц), такие помехи незаметны, так как в эти каналы попадают гармоники $54f_c$ и выше, которые уже слабее нелинейных шумов, обусловленных многоканальным сигналом (продукты вида $A—B$), и флуктуационных шумов магистрали. При глубине модуляции 150% и передаче сигнала в области несущей частоты без предыскажения спектральные составляющие помех mf_c при передаче серого будут несколько больше, чем при передаче белого или черного (как это следует из рис. 7.1). В случае передачи сигналов с предыскажением помехи при передаче белого будут несколько больше. Можно представить такие видеосигналы, при передаче которых отдельные гармоники mf_c будут значительно более мощными, чем при передаче белого поля. Для определения реальной величины этих помех в каналах ТЧ трудно воспользоваться какой-либо одной моделью сигнала ТВ и лучше обратиться к результатам статистических измерений, которые показывают, что в области частот выше 300 кГц при передаче нормализованных МККТТ испытательных сигналов № 1 и 2, а также при передаче белого поля помехи в каналах ТЧ в среднем на 6—9 дБ выше, чем при передаче реальных программ ТВ. В канале телевидения системы К-1920 эти помехи уже ничтожно малы.

На рис. 7.3 изображены линейные сигналы, соответствующие видеосигналам цветного телевидения системы СЕКАМ (глубина модуляции 150%). Частоту цветовой составляющей в линейном сигнале обозначим $f_{л.ц}$. Очевидно, что при передаче ЦТВ следует учесть еще помехи второго порядка вида $2f_{л.ц}$ и $f_{л.ц}—f_{л}$. Напряжение цветовой поднесущей частоты больше во время передачи голубого тона в строке $R—Y$ и желтого — в строке $B—Y$. За время передачи двух строк ($2T_c = 128$ мкс) девиация поднесущей может иметь одно значение только в течение 52 мкс (активное время одной строки). Поэтому максимальный возможный уровень помехи вида $2f_{л.ц}$ (попадающий в канал ТЧ в области 13—14 МГц)

$$p_{2f_{л.ц}} = 2\left(p_{ТВ} - \ln\frac{\text{размах немод. нес.}}{\text{размах нес. голубого}}\right) -$$

$$- a_{г20}(2f_{л.ц}) + \ln\frac{52}{128} + \Delta П_2. \qquad (7.9)$$

Такая помеха может быть соизмерима или мощнее флуктуационной помехи в канале ТЧ, но вероятность ее появления очень мала, так как при передаче реальных изображений уровень помехи значительно ниже, чем при передаче насыщенного голубого поля. Кроме того, по-

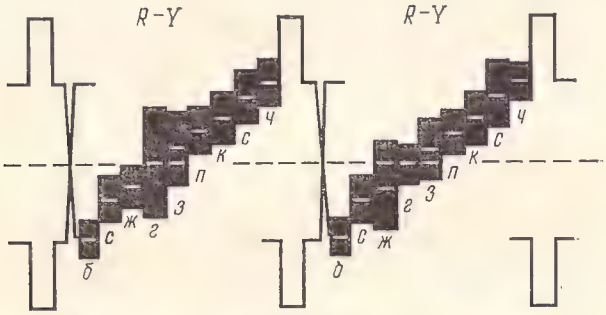


Рис. 7.3. Модулированный сигнал ЦТВ

меха может быть существенно ослаблена при введении небольшого предыскажения (ослабление на 4—5 дБ) сигнала цветности в исходном видеосигнале.

В результате взаимодействия токов линейной несущей частоты и цветовой поднесущей возникает помеха вида $f_{л.ц} - f_л$. В системах К-1920 и К-3600 эта помеха попадает в канал ТВ (после демодуляции она находится в области частот 1,8±0,3 МГц). Величина ее пропорциональна произведению $U_л U_{л.ц}$ и согласно рис. 7.3 будет больше во время передачи белого и синего полей и весьма малой при передаче голубого и зеленого. Уровень помехи при передаче белого

$$p_{л.ц-л} = \left(p - \ln\frac{\text{размах немод. нес.}}{\text{размах нес. белого}}\right) +$$

$$+ \left(p_{ТВ} - \ln\frac{\text{размах немод. нес.}}{\text{размах поднес. белого}}\right) - a_{г20}(f_п) +$$

$$+ 0{,}7 - (a_{пред} - S_1) + \Delta П_2. \qquad (7.10)$$

В канале ТВ системы К-1920 максимальный уровень помехи $f_{л.д}$—$f_л$ на 0,6—0,8 Нп выше уровня помехи $2f_л$, но ее мешающее действие все равно незначительно.

Помехи третьего порядка определяются третьим членом ур-ния (7.2):

$$\frac{3}{4} a_3 [C^2(t) + S^2(t)] [C(t) \cos \omega_л t + S(t) \sin \omega_л t] + \\ + \frac{1}{4} a_3 \{[C^2(t) - 3S^2(t)] \cos 3\omega_л t + [3C^2(t) - S^2(t)] \sin 3\omega_л t\}. \quad (7.11)$$

Помеха в области $3f_л$ представляет собой модулированную третью гармонику частоты $f_л$. В канале ТВ систем К-1920, К-3600 она значительно слабее, чем помеха $2f_л$ (вследствие того что затухание третьей гармоники в усилителях значительно выше, чем второй, и, кроме того, эта помеха ослабляется предыскажением сигнала сильнее, чем помеха $2f_л$). Помехи третьего порядка разностной частоты определяются первым членом выражения (7.11).

Основная мощность помех размещается вблизи линейной несущей частоты, а составляющие помехи совпадают по частоте с мощными исходными составляющими линейного сигнала. Помеха состоит из двух составляющих: косинусоидальной и синусоидальной. Поскольку фазовая характеристика в области $f_л$ достаточно линейна, то суммирование помех вдоль магистрали может быть близким к суммированию по напряжению. Косинусоидальная составляющая помехи

$$\frac{3}{4} a_3 [C^3(t) + C(t) S^2(t)] \cos \omega_л t \quad (7.12)$$

добавляется к полезному сигналу, а синусоидальная в основном подавляется при синхронном приеме. Несмотря на то, что величина косинусоидальной составляющей помехи может быть значительной (больше величины гармоники $3f_л$), ее визуальный эффект мало заметен, ибо такая помеха проявляется в виде градационных искажений, искажений дифференциального усиления и т. д. Поскольку затухание третьей гармоники в усилителях (при нулевом выходном уровне полезного сигнала) в области $f_л$ обычно более 100 дБ, то даже при большом числе усилителей влияние этой помехи невелико.

При передаче ЦТВ появляются также помехи третьего порядка в области частот $2f_л \pm f_{л.ц}$ и $2f_{л.ц} \pm f_л$. На нижнем крае линейного спектра канала ТВ систем К-1920 и К-3600 может появляться помеха вида $f_{л.ц} - 2f_л$. Величина ее пропорциональна произведению $U^2_л U_{л.ц}$ и будет больше при передаче белого поля. Уровень помехи (при глубине модуляции 150%) согласно рис. 7.3

$$p_п \approx \left(p_{ТВ} - \ln \frac{2}{0{,}3} \right) + 2 \left(p_{ТВ} - \ln 2 \right) - a_{г30}(f_п) + \\ + 1{,}1 - 2 (a_{пред} - S_1) + \Delta П_з, \qquad (7.13)$$

где $\Delta П_з$ обычно находится в пределах от $\frac{1}{2} \ln N + \ln M$ до $\ln N + \frac{1}{2} \ln M$; N — число усилителей между ОУП; M — число ОУП; NM — число усилителей на магистрали. Помехи вида $2f_{л.ц} \pm f_л$ попадают в каналы ТЧ (К-3600). Максимальный уровень помех (с учетом поочередной передачи и коммутации фазы поднесущих) не превышает

$$p_п \approx \left(p_{ТВ} - \ln 2 \right) + 2 \left(p_{ТВ} - \ln \frac{2}{0{,}3} \right) - \\ - \ln \frac{128}{52} - \ln 2 - a_{г30}(f_п) + 1{,}1 - (a_{пред} - S_1) + \Delta П_з. \qquad (7.14)$$

7.3. Помехи при нелинейном взаимодействии многоканального сигнала и сигнала ТВ

При совместном усилении многоканального сигнала и сигнала ТВ возникает большое число различных нелинейных помех. Однако при рассмотрении помех достаточно учитывать несколько наиболее мощных помех второго и третьего порядков. Помехи второго порядка (вида $f_{мс} \pm f_{ТВ}$) попадают как в канал ТВ, так и в каналы ТЧ. При рассмотрении помехи в канале ТВ следует иметь в виду, что величина помех изменяется в зависимости от изменения сигналов яркости и цветности. Изменение помех во времени пропорционально изменению величины напряжения несущей частоты $f_л$ или линейной цветовой поднесущей $f_{л.ц} = f_л + f_{ц.п}$. На величину помех влияет предыскажение сигнала. В канал ТВ попадают помехи, в образовании которых участвуют токи

многих каналов ТЧ. При оценке визуального эффекта результирующей помехи ее следует «взвешивать».

В зависимости от взаимного расположения многоканального сигнала и сигнала ТВ в канал ТВ могут попадать либо обе помехи второго порядка (суммарной и разностной частоты), либо одна из них. При глубине модуляции 150% (для черно-белого изображения) помеха будет большей во время передачи белого тона. Уровень помехи вида $f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$ в полосе частот 1 Гц

$$p_{[1\ \text{гц}]}(f_{\text{п}}) = \left(p_{\text{ТВ}} - \ln \frac{U_{\text{н.с}}}{U_{\text{н.б}}} \right) + \left(p_{\text{к.ср}} - \frac{1}{2} \ln \Delta f' \right) - \\ - a_{\text{г20}}(f_{\text{п}}) + 0{,}7 - (a_{\text{пред}} - S_1) + \Delta \Pi_2, \qquad (7.15)$$

где $p_{\text{к.ср}}$ — уровень средней мощности многоканального сигнала в полосе частот одного канала ТЧ с учетом предыскажения уровней передачи; $U_{\text{н.с}}/U_{\text{н.б}}$ — отношение размаха несущей во время передачи синхроимпульсов (без предыскажения) к размаху ее во время передачи белого тона; $\Delta f'$ — полоса частот в герцах, отводимая в системе на один канал ТЧ; $f_{\text{п}}$ — частота помехи; $(a_{\text{пред}} - S_1) = 1{,}1$ Нп — величина ослабления помехи предыскажением в системах К-1920 и К-3600.

Помеха вида $f_{\text{л.ц}} \pm f_{\text{мс}}$ (при передаче ЦТВ) не ослабляется в этих системах предыскажением и вычисляется по формуле

$$p_{[1\text{Гц}]}(f_{\text{п}}) = \left(p_{\text{ТВ}} - \ln \frac{U_{\text{н.с}}}{U_{\text{л.ц}}} \right) + \\ + \left(p_{\text{к.ср}} - \frac{1}{2} \ln \Delta f' \right) - a_{\text{г20}}(f_{\text{п}}) + 0{,}7 + \Delta \Pi_2, \quad (7.16)$$

где $U_{\text{л.ц}}$ — величина цветовой поднесущей. В канале ТВ системы К-1920 помехи второго порядка $f_{\text{ТВ}} \pm f_{\text{мс}}$ распределяются в области линейных частот $f_{\text{л}} \pm (273 \div 1548)$ кГц, а также в области передачи цветовых поднесущих. Хотя такие помехи слабее флуктуационных шумов канала, но учитывать их следует. Когда многоканальный сигнал расположен выше сигнала телевидения (К-3600), помехи вида $f_{\text{мс}} - f_{\text{л}}$ попадают только на верхний край канала ТВ и поэтому несущественны. Помехи вида $f_{\text{мс}} - f_{\text{л.ц}}$ распределяются в значительной части спектра линейных частот канала ТВ, и величина их соизмерима с величиной флуктуационных шумов.

О помехах третьего порядка (помехи вида $2f_{\text{ТВ}} \pm \pm f_{\text{мс}}$, $f_{1\text{ТВ}} \pm f_{2\text{ТВ}} \pm f_{\text{мс}}$, $2f_{\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$ и $f_{1\text{мс}} \pm f_{2\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$) можно сказать следующее. Помехами вида $2f_{\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$ можно пренебречь, поскольку их мощность меньше, чем у помех вида $f_{1\text{мс}} \pm f_{2\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$, а также и число их значительно меньше. Кроме того, помехи вида $f_{\text{ТВ}} \pm (f_{1\text{мс}} - f_{2\text{мс}})$ всегда имеют невыгодное спектральное распределение, так как основная их мощность находится в области линейной несущей частоты и их визуальный эффект более заметен. В канале телевидения (во время передачи участка изображения с неизменным тоном) достаточно рассматривать помехи вида $2f_{\text{ТВ}} \pm f_{\text{мс}}$ (или $f_{\text{мс}} - 2f_{\text{ТВ}}$) и $f_{\text{ТВ}} \pm (f_{1\text{мс}} - f_{2\text{мс}})$. Помеха $2f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$ будет большей во время передачи белого. Уровень ее в полосе частот 1 *Гц*

$$p_{[1\,\text{Гц}]}(f_{\text{п}}) = 2\left(p_{\text{ТВ}} - \ln\frac{U_{\text{н.с}}}{U_{\text{н.б}}}\right) + \\ + \left(p_{\text{к.ср}} - \frac{1}{2}\ln\Delta f'\right) + 1{,}1 - a_{\text{гз0}}(f_{\text{п}}) - 2\,(a_{\text{пред}} - S_1) + \Delta\Pi_{\text{з}}, \tag{7.17}$$

где $U_{\text{н.с}}$ — амплитуда несущей частоты во время передачи синхроимпульсов; $U_{\text{н.б}}$ — амплитуда несущей частоты при передаче белого. Эта помеха значительно слабее помехи второго порядка $f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$ и флуктуационных помех.

При передаче цветного телевидения возникают помехи вида $2f_{\text{л.ц}} \pm f_{\text{мс}}$ и $f_{\text{л.ц}} \pm f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$. В канал ТВ системы К-1920 попадают в основном помехи вида $f_{\text{л.ц}} - f_{\text{л}} \pm \pm f_{\text{мс}}$, а в канал ТВ системы К-3600 — помехи вида $f_{\text{мс}} - f_{\text{л.ц}} + f_{\text{л}}$. Эти помехи меньше ослабляются предыскажением, и условия их сложения вдоль магистрали хуже, чем помех $2f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$. Поэтому при передаче отдельных насыщенных тонов они могут быть мощнее помех вида $2f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$, однако мощность их значительно меньше мощности флуктуационных шумов.

В телевизионном канале помехи третьего порядка вида $f_{\text{л}} \pm (f_{1\text{мс}} - f_{2\text{мс}})$ могут быть значительными, особенно при большом числе каналов ТЧ, расположенных выше канала ТВ. Поскольку спектр разностной помехи от сигналов телефонии второго порядка $(f_{1\text{мс}} - f_{2\text{мс}})$ имеет максимальное значение при нулевой частоте и спадает до нуля при частоте $f_{\text{п}} = f_{\text{макс.мс}} - f_{\text{мин.мс}}$, то помеха $f_{\text{л}} \pm (f_{1\text{мс}} - f_{2\text{мс}})$ максимальна в области несущей

частоты. На входе приемного устройства (на выходе магистрали) уровень помехи в полосе 1 Гц во время передачи белого равен

$$p_{(1\text{Гц})}(f_{\text{л}} \pm f'_{\text{п}}) = \left(p_{\text{ТВ}} - \ln \frac{U_{\text{н.с}}}{U_{\text{н.б}}} \right) + (2p_{\text{к.ср}} - \ln \Delta f') +$$

$$+ 1{,}8 - a_{\text{гз0}}(f_{\text{л}} \pm f'_{\text{п}}) + \gamma f'_{\text{п}} + \frac{1}{2} \ln \frac{1}{4\gamma} +$$

$$+ \frac{1}{2} \ln \left[e^{4\gamma(f_2 - f_1 - f'_{\text{п}})} - 1 \right] + (a_{\text{пред}} - S_1) + \Delta \Pi_{\text{з}}, \quad (7.18)$$

где $f'_{\text{п}}$ — расстояние по частоте от $f_{\text{л}}$ до частоты помехи; f_1, f_2 — граничные частоты линейного спектра частот многокального сигнала; $\gamma = \Delta p/(f_2 - f_1)$ — крутизна предыскажения уровней передачи каналов ТЧ в системе; Δp — величина предыскажения уровней передачи в каналах ТЧ.

Корректор предыскажения в приемном устройстве усиливает помехи в области несущей частоты. В системе К-3600 они могут быть не только соизмеримы с флуктуационными помехами, но даже превышать их. При расчете по ф-лам (7.15), (7.17), (7.18) необходимо учитывать следующее: помехи вида $f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$, $2f_{\text{л}} \pm f_{\text{мс}}$, $f_{\text{л}} \pm \pm (f_{1\text{мс}} - f_{2\text{мс}})$ при глубине модуляции 150% максимальны во время передачи белых и черных участков изображения, на 6 дБ слабее на светло-серых участках и ничтожно малы на серых участках. Но заметность помехи неизменной мощности на экране больше на светло-серых участках, примерно на 3 дБ ниже на белом и примерно на 6 дБ ниже на черном. Поэтому расчетный уровень помех, определенный при передаче белого (по указанным формулам), можно снизить на 3 дБ, используя одинаковую норму на отношение сигнал/помеха для флуктуационной и нелинейной помех. При передаче серых и светло-серых участков влияние помех будет еще слабее.

В каналах ТЧ задаются нормы на среднечасовую и среднеминутную мощности помехи. Среднечасовую величину мощности помехи в канале можно определить исходя из передачи в мешающем канале уровня средней мощности $p_{\text{к.ср}} = p_{\text{к}} - 1{,}62$ Нп, где $p_{\text{к}}$ — измерительный уровень в мешающем канале. Среднеминутную мощность (для 20% времени) более целесообразно опреде-

лить при передаче сигналов взаимодействия между АТС с уровнем $p_к$ — 6,0 дБ в мешающем канале. Помехи второго порядка (вида $f_{мс} \pm f_{тв}$ в системе К-3600 и вида $f_{тв} - f_{мс}$ в системе К-1920) весьма существенны в каналах ТЧ. Величина помехи будет максимальной при передаче немодулированного напряжения несущей частоты (когда видеосигнал не передается). Поэтому целесообразно включить в состав аппаратуры устройства, автоматически снижающие уровень несущей частоты во время пауз настолько, чтобы помеха в каналах ТЧ во время паузы в телевизионном канале не превышала помеху во время передачи реальных видеосигналов.

Рассмотрим, как образуется результирующая помеха вида $f_{мс} \pm f_{тв}$ в канале ТЧ. При передаче черно-белого неподвижного изображения или испытательного сигнала линейный сигнал ТВ содержит составляющие с частотами $f_л$, $f_л \pm mf_с$, $f_л \pm nF_к$. Помеха вида $f_{мс} \pm f_{тв}$ в канале ТЧ представляет собой сумму помех вида $f_{iмс} \pm f_л$, $f_{iмс} \pm (f_л \pm nF_к)$ и $f_{jмс} \pm (f_л \pm mf_с)$, попадающих в данный канал ТЧ. Вследствие независимости сигналов в разных каналах ТЧ такие помехи в рассматриваемом канале суммируются по мощности. Так как мощность каждой отдельной помехи пропорциональна квадрату составляющей сигнала ТВ, участвующей в образовании помехи, то можно полагать, что помеха будет большей при передаче таких реальных сигналов, у которых будет больше сумма квадратов амплитуд составляющих линейного сигнала ТВ.

Определим линейный сигнал, соответствующий видеосигналу модели *2* при размахе видеосигнала *A*. Сигнал этой модели (рис. *7.2б*) может быть представлен в виде суммы членов ряда

$$f(t) = A\left[C_0 + \sum_{m=1}^{\infty} C_m \cos m\,\omega_с\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right], \qquad (7.19)$$

где τ — длительность импульса; $T_с = 1/f_с$ — период следования;

$$\omega_с = 2\pi f_с;\ C_0 = \frac{\tau}{T_с};\quad C_m = \frac{2}{m\pi}\sin\left(m\pi\frac{\tau}{T_с}\right). \qquad (7.20)$$

Чтобы определить линейный сигнал, нужно промодулировать сигналом $f(t)$ ток линейной несущей частоты $f_л$ и затем сформировать линейный сигнал, выделив одну

боковую и остаток второй боковой полосы частот. Модулированный сигнал с несущей частотой $\omega_л$ и двумя боковыми полосами

$$f_1(t) = [A_1 + f(t)] \cos \omega_л t \qquad (7.21)$$

или

$$f_1(t) = [A_1 + AC_0] \cos \omega_л t + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2} AC_m \cos \left[(\omega_л + m\omega_c) t - \right.$$

$$\left. - \frac{m\omega_c \tau}{2} \right] + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2} AC_m \cos \left[(\omega_л - m\omega_c) + \frac{n\omega_c \tau}{2} \right] \qquad (7.22)$$

(при глубине модуляции более 100%, A_1 — отрицательно). Чтобы сигнал был сформирован, необходимо пропустить его через формирующий фильтр. Допустим, что характеристика коэффициента передачи этого фильтра (см. рис. 6.7) кососимметрична в области частот $\omega_л \pm \pm \Delta\Omega$ и выражается как

$$K_{\omega_л \pm \Omega} = \frac{1}{2} \left[1 \pm \frac{\Omega}{\Delta\Omega} \right] \quad \text{для} \quad 0 \leqslant \Omega \leqslant \Delta\Omega;$$

$$K_{\omega_л + \Omega} = 1 \quad \text{для} \quad \Delta\Omega \leqslant \Omega \leqslant \Omega_m.$$

Рассматриваемый видеосигнал содержит только гармоники $m\omega_c$, поэтому достаточно учесть дискретные значения текущей частоты $\Omega = m\Omega_c$. Для упрощения расчета предположим, что в пределах остатка второй боковой полосы $\Delta\Omega$ укладывается целое число p гармоник частоты ω_c, т. е. $\Delta\Omega = p\omega_c$ (например, если $\Delta\Omega = 0{,}1\,\Omega_m = 2\pi \cdot 0{,}1 \cdot 6 \cdot 10^6$ рад/с, а $\omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \cdot 15\,625$ рад/с, то $p \approx 38$). Таким образом, для данной последовательности импульсов $f(t)$, с дискретным спектром составляющих $m\omega_c$, коэффициент передачи формирующего фильтра можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} K_{\omega_л \pm m\omega_c} &= \frac{1}{2} \left[1 \pm \frac{m\omega_c}{p\omega_c} \right] = \frac{1}{2} \left(1 \pm \frac{m}{p} \right) \text{ для } 0 \leqslant m \leqslant p; \\ K_{\omega_л \pm m\omega_c} &= 1 \text{ для } p \leqslant m \leqslant \frac{\Omega_m}{\omega_c}. \end{aligned}\right\} \qquad (7.23)$$

Полагая, что фазовая характеристика фильтра скорректирована, и не учитывая вносимую фильтром задержку сигнала во времени, можно представить сигнал на входе линии в следующем виде:

$$f_2(t) = [A_1 + AC_0]\cos\omega_л t + A\sum_{m=-p}^{m=p}\frac{1}{2}\frac{p+m}{p}C_m\cos\left[\omega_л + \right.$$

$$\left. + m\omega_c\right)t - \frac{m\omega_c\tau}{2}\Big] + A\sum_{m=p+1}^{m_{макс}} C_m\cos\times$$

$$\times\left[(\omega_л - m\omega_c)t + \frac{m\omega_c\tau}{2}\right]. \qquad (7.24)$$

Первый член этого выражения определяет ток линейной несущей частоты $\omega_л$, второй член — составляющие линейного сигнала в области формирования, третий член — составляющие сигнала выше области формирования. Очевидно, что амплитуды составляющих $f_л \pm mf_c$ больше при передаче сигналов с перепадами яркости от белого до черного, а ток несущей частоты при глубине модуляции 150% в промежутке времени между двумя импульсами гашения строк имеет бóльшие значения во время передачи белого или черного полей.

Сравним величину помехи при передаче немодулированной несущей частоты с величиной суммарной помехи второго порядка в канале ТЧ при передаче сигналов белого поля (модель *1*, рис. 7.2*а*), сигналов черного поля и сигнала модели *4* (рис. 7.2*г*), отличающегося от испытательного сигнала № 2 отсутствием синус-квадратичного импульса и тем, что синхроимпульс (для упрощения анализа) размещен посреди *П*-импульса. У модели *4* скважность передаваемых импульсов равна 2,0 и суммарная мощность составляющих $m\omega_c$ сигнала больше, чем для импульсов другой скважности. Сигналу модели *1* соответствует выражение

$$f_1(t) \approx 0{,}7\left[\frac{\tau_{г.с}}{T_c} + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{2}{m\pi}\sin\frac{m\pi\tau_{г.с}}{T_c}\cos(m\omega_c t)\right] +$$

$$+ 0{,}3\left[\frac{\tau_{с.с}}{T_c} + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{2}{m\pi}\sin\frac{m\pi\tau_{с.с}}{T_c}\cos(m\omega_c t)\right], \qquad (7.25)$$

а сигналу модели *4* — выражение

$$f_4(t) \approx 0{,}66\left[\frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{2}{m\pi}\sin\frac{m\pi}{2}\cos(m\omega_c t)\right] +$$

$$+ 0{,}34\left[\frac{\tau_{с.с}}{T_с} + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{2}{m\pi}\sin\frac{m\pi\tau_{с.с}}{T_с}\cos(m\omega_с t)\right]. \quad (7.26)$$

Используя, например, выражения (7.20), (7.23) и (7.24), можно вычислить уровни составляющих модулированного сигнала ТВ. При этом достаточно ограничиться учетом мощности несущей частоты и 20 боковых составляющих, так как мощность последних с повышением частоты быстро убывает. Предварительное искажение изменяет уровни составляющих линейного сигнала и также должно учитываться.

При передаче немодулированного тока несущей частоты (размах которого равен размаху несущей во время передачи импульсов синхронизации) с уровнем $p_{и.н} = p_{н.с}$ мощность помехи $f_{мс} \pm f_л$ при наличии предыскажения пропорциональна $e^{2(p_{н.н} - a_{пред} + S_1)} = e^{2(p_{н.н} - 1{,}1)}$. Согласно расчетам мощность помехи при передаче сигнала модели *1* пропорциональна $e^{2(p_{н.н} - 1{,}6)}$, и, следовательно, уровень помехи будет ниже на 4—5 дБ. Если передача осуществляется без предыскажения, уровень помехи будет ниже на 5,5 дБ. При передаче сигнала модели *4* получается примерно такой же результат. Это объясняется тем, что принята глубина модуляции 150% ($\eta = 1{,}5$). Линейный сигнал при передаче сигнала модели *4* содержит весьма мощные составляющие с частотами $f_л \pm f_с$, $f_л \pm 3f_с$, но ток несущей частоты $f_л$ при этом очень слабый; при передаче сигнала модели *1* токи боковых частот слабее, чем при передаче сигнала модели *4*, но ток несущей частоты будет значительным.

При передаче сигналов черного поля суммарная помеха на 6,0—6,5 дБ слабее, чем при передаче немодулированного тока несущей частоты. Во время передачи реальных программ помехи $f_{мс} \pm f_{тв}$ обычно еще слабее. Поэтому целесообразно предусмотреть в аппаратуре автоматическое снижение уровня несущей частоты во время пауз на величину не менее 6 дБ (большое ослабление тока несущей частоты в паузе неудобно, поскольку он, в известной мере, выполняет функцию контрольного тока в оконечных приемных устройствах). Чтобы избежать внятного нелинейного перехода между каналами ТЧ, линейная несущая частота не должна быть кратна 4 кГц. Учитывая, что во время передачи реальных изображений помеха $f_{мс} \pm f_{тв}$, по крайней мере, на

6 дБ слабее, чем во время паузы (если нет автоматического ослабления немодулированного тока несущей частоты), уровень среднечасовой помехи в канале ТЧ на выходе отдельного усилителя может быть определен по формуле

$$p_{\text{п}} \approx p_{\text{ТВ}} + (p_{\text{к}} - 1{,}62) - a_{\text{г}\,20}(f_{\text{п}}) - (a_{\text{пред}} - S_1). \quad (7.27)$$

Уровень среднеминутной помехи, определяемый передачей сигналов взаимодействия между АТС, можно определить по формуле

$$p_{\text{п}} \approx p_{\text{ТВ}} + (p_{\text{к}} - 0{,}7) - a_{\text{г}20}(f_{\text{п}}) - (a_{\text{пред}} - S_1). \quad (7.28)$$

В каналы ТЧ системы К-1920 попадают только помехи вида $f_{\text{ТВ}} - f_{\text{мс}}$, а в часть каналов ТЧ системы К-3600 попадают также и помехи вида $f_{\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$. В системе К-3600 и других более широкополосных системах в каналах ТЧ в результате взаимодействия сигнала цветности с сигналами телефонии появляются помехи второго порядка, но они слабее помех, рассмотренных выше. При расчете псофометрической величины помех для магистрали в целом следует учитывать ограничение спектра помех индивидуальным фильтром канала ТЧ и взвешивание их псофометром. В каналы ТЧ могут попадать также помехи третьего порядка вида $f_{\text{мс}} \pm 2f_{\text{ТВ}}$, $f_{\text{мс}} \pm f_{1\text{ТВ}} \pm f_{2\text{ТВ}}$, $2f_{\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$, $f_{1\text{мс}} \pm f_{2\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$. Помехи вида $f_{\text{мс}} \pm 2f_{\text{ТВ}}$ в каналы ТЧ системы К-1920 не попадают, но имеют место в каналах ТЧ системы К-3600.

Помеха максимальна при передаче немодулированного тока несущей частоты в канале ТВ и сигналов автоматики в мешающем канале ТЧ. Уровень ее равен

$$p_{\text{п}} = 2p_{\text{ТВ}} + (p_{\text{мс}} - 0{,}7) + 1{,}1 - a_{\text{г}\,30}(f_{\text{п}}) - \\ - 2(a_{\text{пред}} - S_1) + \Delta П_{\text{з}}. \quad (7.29)$$

Эта помеха сильно ослабляется предыскажением сигнала ТВ и поэтому значительно слабее помехи вида $f_{\text{мс}} \pm f_{\text{ТВ}}$ второго порядка.

Помехи вида $f_{\text{мс}} \pm f_{1\text{ТВ}} \pm f_{2\text{ТВ}}$ в данном канале ТЧ представляют собой сумму помех, образуемых парой составляющих линейного сигнала ТВ и сигнала ТЧ. Суммарная мощность помехи при передаче сигналов, соответствующих модулям *1*, *2* и *4*, пропорциональна сумме произведений

$$\sum U^2_{\text{мс}} \left[U^2_{f_{\text{л}}} \left(\underbrace{U^2_{f_{\text{л}}+f_{\text{с}}} + U^2_{f_{\text{л}}-f_{\text{с}}}} + \underbrace{U^2_{f_{\text{л}}+2f_{\text{с}}} + U^2_{f_{\text{л}}-2f_{\text{с}}}} + \ldots \right) + \right.$$

$$+ U^2_{f_л - f_с}(U^2_{f_л + f_с} + U^2_{f_л + 2f_с} + U^2_{f_л - 2f_с} + \ldots) +$$

$$+ U^2_{f_л + f_с}(U^2_{f_л + 2f_с} + U^2_{f_л - 2f_с} + \ldots) + \ldots] . \qquad (7.30)$$

При этом достаточно ограничиться учетом токов несущей частоты $f_л$ и 10 гармоник $f_л \pm mf_с$. Расчет показывает, что мощность помех, образуемых этими мощными составляющими сигнала ТВ и многоканальным сигналом в каком-либо канале ТЧ, меньше мощности помех вида $f_{мс} \pm 2f_л$ при передаче немодулированной несущей частоты и значительно меньше мощности помех вида $f_{мс} \pm f_л$ второго порядка. Поэтому помехами вида $f_{мс} \pm \pm f_{1тв} \pm f_{2тв}$ можно пренебречь.

Из помех вида $f_{тв} \pm f_{1мс} \pm f_{2мс}$ в каналы ТЧ, расположенные ниже канала ТВ, могут попадать помехи вида $f_{тв} - f_{1мс} - f_{2мс}$ или $f_{1мс} + f_{2мс} - f_{тв}$ (например, в системе К-1920). Уровень помехи в канале ТЧ со средней частотой $f_п$ может быть определен по формулам, выводы которых приведены в приложении 2. Если частота помехи $2f_2 - f_л \leqslant f_п \leqslant f_л - f_1 - f_2$, то уровень помехи

$$p_п = p_{тв} + 2_{к.н.ср} - a_{гз0}(f_п) + 1{,}8 + \frac{1}{2}\ln \Delta f -$$

$$- \ln \Delta f' + \Delta p \frac{f_л + 2f_1 - f_п}{f_2 - f_1} + \frac{1}{2}\ln(2f_2 - f_л + f_п) -$$

$$- (a_{пред} - S_1) + \Delta П_з, \qquad (7.31)$$

где f_1, f_2 — границы линейного спектра частот многоканального сигнала; $p_{к.н.ср}$ — уровень средней мощности нижнего канала; Δp — величина предыскажения уровней передачи. Если частота помехи $f_л - f_1 - f_2 \leqslant f_п \leqslant \leqslant f_л - 2f_1$, то формула для определения уровня помехи в канале ТЧ отличается от (7.31) тем, что вместо $\frac{1}{2}\ln(2f_2 - f_л + f_п)$ подставляется $\frac{1}{2}\ln(f_л - f_п - 2f_1)$. Помехи вида $f_{1мс} + f_{2мс} \pm f_{тв}$ могут появляться в каналах ТЧ, если многоканальный сигнал расположен выше сигнала ТВ (например, в системе К-3600 эти помехи попадают в верхние каналы). Уровень помехи в каналах ТЧ максимальный при передаче немодулированного тока несущей частоты. При $2f_1 - f_л \leqslant f_п \leqslant f_2 + f_1 - f_л$ уровень помехи в канале ТЧ определяется по ф-ле (см. приложение 2)

$$p_п = p_{тв} + 2p_{к.н.ср} - a_{г\,30}(f_п) + 1{,}8 + \frac{1}{2}\ln \Delta f -$$

$$-\ln\Delta f' - \gamma(f_п + f_л + 2f_1) + \frac{1}{2}\ln(f_п + f_л - 2f_1) -$$
$$-(a_{пред} - S_1) + \Delta П_з. \qquad (7.32)$$

7.4. Помехи в каналах ТВ, обусловленные нелинейным взаимодействием составляющих многоканального сигнала

В линейном спектре частот сигнал ТВ может располагаться выше многоканального сигнала (рис. 7.4*а*),

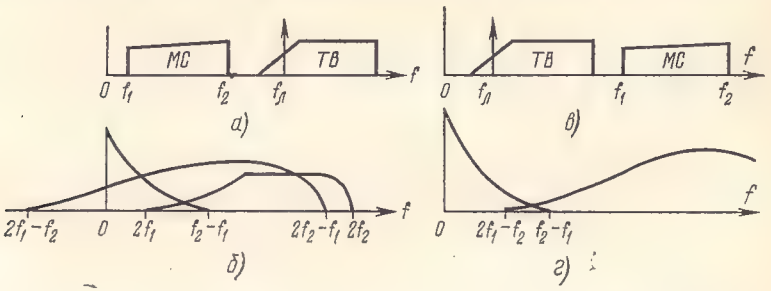


Рис. 7.4. Спектры линейных сигналов (*а, в*) и нелинейных помех от взаимодействия ТЧ сигналов (*б, г*)

как, например, в системе К-1920, ниже его (рис. 7.4*в*), как в системе К-3600, или между двумя многоканальными сигналами. Последний вариант целесообразен в системах с линейным спектром частот до 60 МГц (рис. 7.5). Расположение сигнала ТВ между многоканальными сигналами возможно и в системе типа К-3600 (см. § 2.2).

Обозначим буквами A, B, C составляющие любых трех независимых каналов (рис. 7.4*а*, *в*). При этом достаточно ограничиться учетом помех второго порядка вида $A+B$ и $A-B$ (пренебрегая гармониками $2A$ вследствие их относительно малого числа и меньшей мощности) и помех третьего порядка вида $A+B-C$ (пренебрегая помехами вида $2A+B$ и $A+B+C$ ввиду небольшого числа этих помех, меньшей величины помех $2A+B$ и более легких условий сложения помех $A+B+C$ и $2A+B$ вдоль магистрали по сравнению с помехами вида $A+B-C$). Графики распределения помех по ли-

нейному спектру частот схематически показаны на рис. 7.4*б*, *г*. Для случая рис. 7.5*а*, когда сигналы ТВ размещаются между двумя многоканальными сигналами, обозначим составляющие двух многоканальных ТФ сигналов A', B', C' и A'', B'', C'' соответственно. При этом согласно рис. 7.5*б*, *в*, в каналах телевидения доста-

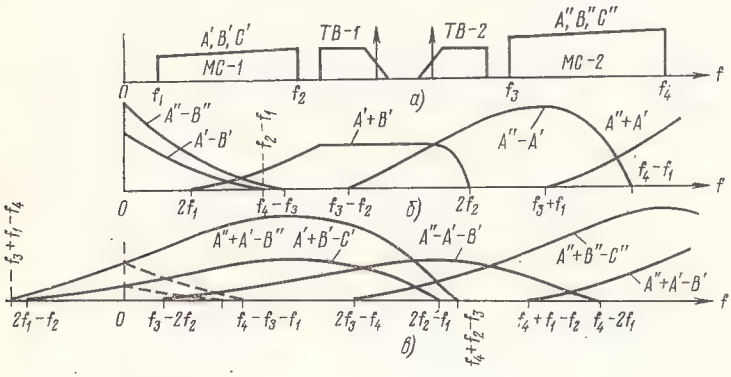


Рис. 7.5. Схема распределения нелинейных помех от сигналов ТЧ

точно рассмотреть помехи вида $A'+B'$, $A''-A'$ второго порядка и помехи вида $A'+B'-C'$, $A''+B''-C''$, $A''+A'-B''$, $A''-A'-B'$ и $A''+A'-B'$ третьего порядка. Согласно рис. 7.4*г*, в канал ТВ системы К-1920 попадают помехи вида $A+B$ и $A+B-C$, а в канал ТВ системы К-3600 — помехи вида $A-B$ и $A+B-C$. Поскольку представляет интерес взвешенная величина помех в канале ТВ, то удобно определять величину каждой нелинейной помехи в полосе частот 1 Гц на ряде частот и после суммирования этих помех с флуктуационными и другими нелинейными помехами, произвести взвешивание результирующей помехи по линейному спектру частот сигналов яркости и цветности.

Формулы, удобные для определения уровней всех основных нелинейных помех второго и третьего порядков, можно найти в [37] и [41]. Поэтому ниже приводятся формулы только для расчета помех, попадающих в каналы телевидения. Помехи второго порядка суммарной частоты вида $A+B$ распределяются в области частот от $2f_1$ до $2f_2$ (рис. 7.5*б*). В области частот от $2f_1$ до

f_2+f_1 уровень помехи на выходе отдельного линейного усилителя в полосе частот 1 Гц определяется по формуле

$$p_{(A+B)\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 2p_{к.н.ср} - a_{г\,20}(f_п) + 0{,}35 - \ln\Delta f' + \\ + \gamma(f_п - 2f_1) + \frac{1}{2}\ln(f_п - 2f_1), \qquad (7.33)$$

где $p_{к.н.ср}$ — уровень средней мощности нижнего канала ТЧ системы; $a_{г20}$ — затухание второй гармоники на выходе усилителя (на частоте помехи) при нулевом выходном уровне основной гармоники; $\Delta f' = (f_2 - f_1)/n$ каналов — полоса частот (в герцах) на один канал ТЧ в системе связи; $\gamma = \Delta p/(f_2 - f_1)$ — крутизна предыскажения, Нп/Гц; Δp — величина линейного предыскажения уровней передачи; $f_п$ — средняя частота помехи, Гц.

В области частот от f_2+f_1 до $2f_2$ уровень помехи

$$p_{(A+B)\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 2p_{к.н.ср} - a_{г\,20}(f_п) + 0{,}35 - \ln\Delta f' + \\ + \gamma(f_п - 2f_1) + \frac{1}{2}\ln\ln(2f_2 - f_п). \qquad (7.34)$$

Помехи разностной частоты вида $A-B$ распределяются в области частот от нуля до f_2-f_1 (рис. 7.4*б*). Уровень помехи в полосе частот 1 Гц

$$p_{(A-B)\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 2p_{к.н.ср} - a_{г\,20}(f_п) - \ln\Delta f' + \frac{1}{2}\ln\frac{1}{\gamma} + \\ + \gamma f_п + \frac{1}{2}\ln[e^{4\gamma(f_2 - f_1 - f_п)} - 1]. \qquad (7.35)$$

Помехи третьего порядка вида $A+B-C$ распределяются в области частот от $2f_1-f_2$ до $2f_2-f_1$. Уровень помехи в полосе частот 1 Гц определяется по формуле [37]

$$p_{(A+B-C)\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 3p_{к.н.ср} - a_{г\,30}(f_п) + 1{,}45 - \frac{3}{2}\ln\Delta f' + \\ + \ln\frac{1}{4\gamma} + \frac{1}{2}\ln Q, \qquad (7.36)$$

где $a_{г30}$ — затухание третьей гармоники на выходе усилителя при нулевом выходном уровне основной гармоники. Область распределения помехи состоит из трех участков:

1. Для $2f_1-f_2 \leqslant f_п \leqslant f_1$

$$Q = e^{2\gamma(f_1 - f_п)} + e^{2\gamma(2f_2 - 3f_1 + f_п)}[4\gamma(f_2 - 2f_1 + f_п) - 1]. \qquad (7.37)$$

Если $2f-f_2$ отрицательно, то и значение $f_п$ в ф-ле (7.37) следует брать со знаком минус.

2. Для $f_1 \leqslant f_п \leqslant f_2+f_1$ (в области передачи сигналов ТЧ и несколько выше)

$$Q = e^{2\gamma(f_п-f_1)}[4\gamma(f_1-f_п)+1] + \\ + e^{2\gamma(2f_п+2f_2-3f_1)}[4\gamma(f_2-f_п)+1] - 2e^{2\gamma(2f_2-f_1-f_п)}. \quad (7.38)$$

3. Для $f_2+f_1 \leqslant f_п \leqslant 2f_2-f_1$

$$Q = e^{2\gamma(4f_2-3f_1-f_п)} + e^{2\gamma(f_п-f_1)}[4\gamma(f_п+f_1-2f_2)-1]. \quad (7.39)$$

В случае расположения сигналов ТВ между многоканальными сигналами (рис. 7.5*а*) в каналы телевидения, кроме помех вида $A'+B'$ [определяемых по ф-ле (7.33)], попадают и более мощные помехи второго порядка вида $A''-A'$, которые распределяются в области частот от f_3-f_2 до f_4-f_1 (рис. 7.5*б*). Уровень помехи в полосе частот 1 Гц определяется по ф-ле [41]

$$p_{(A''-A')\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 2p_{к.н.ср} - a_{г\,20}(f_п) - \ln\Delta f' + \frac{1}{2}\ln\frac{1}{\gamma} + \\ + \frac{1}{2}\ln Q_1, \quad (7.40)$$

где для $f_3-f_2 \leqslant f_п \leqslant f_3-f_1$

$$Q_1 = e^{2\gamma(f_п+2f_2-2f_1)} - e^{2\gamma(2f_3-2f_1-f_п)}; \quad (7.41)$$

для $f_3-f_1 \leqslant f_п \leqslant f_4-f_2$

$$Q_1 = e^{2\gamma(f_п+2f_2-2f_1)} - e^{2\gamma f_п}; \quad (7.42)$$

для $f_4-f_2 \leqslant f_п \leqslant f_4-f_1$

$$Q_1 = e^{2\gamma(2f_4-2f_1-f_п)} - e^{2\gamma f_п}. \quad (7.43)$$

При $f_2-f_1=f_4-f_3$ ф-ла (7.42) исключается, так как $f_3-f_1=f_4-f_2$, $\gamma = \Delta p_1/(f_2-f_1) = \Delta p_2/(f_4-f_3) = \Delta p/(f_4-f_1)$ — крутизна предыскажения, Нп/Гц; Δp_1 — величина предыскажения в полосе частот f_3-f_4. При $f_2-f_1=f_4-f_3$ полагаем $\Delta p_1=\Delta p_2$. Помехи вида $A'+B'-C'$ определяются по ф-лам (7.36)—(7.39). Более мощные помехи вида $A''+B''-C''$ распределены в области частот от $2f_3-f_4$ до $2f_4-f_3$ и определяются также по ф-лам (7.36)—(7.39) после подстановки в них $p_{к.н.ср}+\gamma(f_3-f_1)$ вместо $p_{к.н.ср}$ и частоты f_3, f_4 вместо f_1, f_2 соответственно.

Помехи вида $A''+A'-B''$ значительно сильнее помех вида $A'+B'-C'$. Они распределяются в области частот от $f_3+f_1-f_4$ до $f_4+f_2-f_3$. Если $f_4-f_3=f_2-f_1$, то области распределения помех вида $A'+B'-C'$ и $A''+A'-B''$ совпадают. В каналы ТВ попадают помехи, расположенные выше f_2 и ниже f_3. Уровень помехи в полосе частот 1 Гц для $f_2 \leqslant f_п \leqslant 2f_2-f_1$ определяется по формулам [41]:

$$p_{(A''+A'-B'')\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 3\,p_{к.н.ср} - a_{г\,30}(f_п) + 1{,}45 - \\ - \frac{3}{2}\ln\Delta f' - \gamma(f_п + 3f_1) + \ln Q_2; \qquad (7.44)$$

$$Q_2 = \frac{f_4+f_2}{4\gamma}\left[e^{4\gamma(f_4+f_2)} - e^{4\gamma(f_3+f_п)}\right] - \\ - \frac{1}{16\gamma^2}\left[e^{4\gamma(f_4+f_2)}(4\gamma f_4 + 4\gamma f_2 - 1) - \right. \\ \left. - e^{4\gamma(f_3+f_п)}(4\gamma f_3 + 4\gamma f_п - 1\right]. \qquad (7.45)$$

Помехи вида $A''-A'-B'$ распределены в области частот от f_3-2f_2 до f_4-2f_1. В спектр частот сигналов ТВ попадают помехи с частотами ниже f_3. Для $f_4-f_3=f_2-f_1$ уровень помехи в полосе частот 1 Гц определяется по формуле

$$p_{(A''-A'-B')\,[1\text{ Гц}]}(f_п) = 3\,p_{к.н.ср} - a_{г30}(f_п) + 1{,}45 - \frac{3}{2}\ln\Delta f' + \\ + \gamma(f_п - 3f_1) + \frac{1}{2}\ln Q_3; \qquad (7.46)$$

для $f_3-2f_2 \leqslant f_п \leqslant f_4-2f_2$

$$Q_3 = \frac{f_2}{2\gamma}\left[e^{8\gamma f_2} - e^{4\gamma(f_3-f_п)}\right] - \\ - \frac{1}{16\gamma^2}\left[e^{8\gamma f_2}(8\gamma f_2 - 1) + e^{4\gamma(f_3-f_п)}(4\gamma f_3 - 4\gamma f_п - 1)\right]; \qquad (7.47)$$

для $f_4-2f_2 \leqslant f_п \leqslant f_3-2f_1$

$$Q_3 = \frac{1}{16\gamma^2}\left[2e^{4\gamma(f_2+f_1)}(4\gamma f_2 + 4\gamma f_1 - 1) - \right. \\ - e^{4\gamma(f_3-f_п)}(4\gamma f_3 - 4\gamma f_п - 1) - e^{4\gamma(f_4-f_п)}(4\gamma f_4 - 4\gamma f_п - 1)\left.\right] + \\ + \frac{1}{2\gamma}\left[f_2 e^{4\gamma(f_4-f_п)} - (f_2+f_1)e^{4\gamma(f_2+f_1)} + f_1 e^{4\gamma(f_3-f_п)}\right]. \qquad (7.48)$$

Помехи вида $A''+A'-B'$ (рис. 7.5) при $f_4-f_3=f_2-f_1$ располагаются в той же области спектра, что и помехи

вида $A''+B''-C''$. Но значительно слабее их. При величине предыскажения уровней передачи $\Delta p \geqslant 10$ дБ (в диапазоне частот от f_1 до f_4) помехами вида $A'+B'-C'$ можно пренебречь по сравнению с помехами вида $A''+A'-B''$, а помехами вида $A''+A'-B'$ можно пренебречь по сравнению с помехами вида $A''+B''-C''$; поэтому в каналах ТВ достаточно учитывать три вида помех третьего порядка.

В каналах, образованных в полосе частот нижнего многоканального сигнала (рис. 7.5), следует учесть помехи вида $A''-B''$, $A'+B'$ и $A''+A'-B''$ [41], а в каналах, образованных в полосе частот верхнего многоканального сигнала, — помехи вида $A''-A'$, $A''+A'$ и $A''+B''-C''$.

7.5. Нелинейные помехи при передаче нескольких сигналов ТВ и при совместной передаче их с многоканальными сигналами

По общему ВЧ тракту систем с линейным спектром частот до 60 МГц возможно осуществить передачу до шести сигналов ТВ. Уровень флуктуационных шумов линейного тракта в такой системе в полосе частот одного канала ТВ изменяется всего на 1,5—1,7 дБ. При таком распределении шума, близком к равномерному, значение взвешенного шума будет примерно на 9,0 дБ ниже действующего значения шума. Если в системе передачи допустить величину флуктуационного шума линейного тракта в канале ТЧ порядка 1 пВт/км, а отношение размаха сигнала изображения к взвешенному шуму линейного тракта в канале ТВ порядка 59—60 дБ, то уровень передачи в канале ТВ (в грубом приближении) должен быть выше уровня передачи в канале ТЧ примерно на 30 дБ. Поэтому помеха, образуемая нелинейным взаимодействием токов сигналов ТВ, будет сказываться в канале ТЧ значительно сильнее, чем в канале ТВ. Следовательно, осуществить совместную передачу сигналов ТВ и ТЧ труднее, чем передачу одних сигналов ТВ.

Для ослабления нелинейных помех целесообразно вводить предыскажение сигналов ТВ. Оно может вводиться с целью ослабления линейной несущей частоты, мощных составляющих сигнала яркости, а также части

составляющих сигналов цветности. Вследствие того что флуктуационные шумы линейного тракта мало изменяются по диапазону линейных частот одного канала ТВ, требования к флуктуационным шумам канала цветности выполняются легче, чем для канала яркости, и поэтому имеется возможность вводить предыскажение порядка 4—6 дБ в области передачи сигналов цветности. Предыскажение сигнала яркости может вводиться и по видеочастоте (до 200 кГц) и для модулированного сигнала (если имеется модулированный сигнал промежуточной частоты с несущей частотой до 6—7 МГц). Величина общего предыскажения сигнала яркости может достигать 10—11 дБ.

Нелинейные помехи, располагающиеся вблизи несущей частоты какого-либо канала ТВ (в области $f_л \pm$ ± 200 кГц), на приемной стороне будут относительно усилены корректором предыскажения. Если учесть, что к помехам в области низких видеочастот глаз наиболее чувствителен и что помеха, совпадающая с несущей частотой канала, будет изменять фазу напряжения несущей частоты, то помехи в области несущей частоты весьма нежелательны. Чтобы избежать помех, частоты которых точно совпадают с несущей частотой какого-либо канала ТВ, расстояния между несущими частотами каналов ТВ не должны быть равными.

При использовании линейного спектра только для каналов ТВ помехами второго порядка могут быть гармоники вида $2A_{ТВ}$ и комбинационные помехи вида $A_{ТВ} \pm B_{ТВ}$, где $A_{ТВ}$, $B_{ТВ}$ — составляющие сигналов ТВ двух любых каналов. Вторая гармоника тока линейной несущей частоты оказывает слабое влияние на сигналы своего канала (см. § 7.2). Поскольку при передаче нескольких сигналов ТВ гармоники $2f_{лi}$ попадают в каналы, уровень передачи которых всегда выше уровня передачи мешающего канала, то их влияние будет слабым. Помехи вида $A_{ТВ} \pm B_{ТВ}$ будут максимальными во время одновременного прохождения сигналов синхронизации в каналах A и B. При независимости сигналов ТВ в каналах A и B такие помехи будут редкими, так как сигналы синхронизации занимают не более 8% времени передачи в каждом канале. Значительно чаще имеет место передача уровня «черного». Время передачи сигналов гашения и синхронизации занимает примерно 25% времени передачи в каждом канале ТВ. При глу-

бине модуляции 150% значение помехи будет максимальным во время передачи «белого» или «черного» одновременно в каналах A и B, «белого» в одном и «черного» в другом. Предыскажение в области линейной несущей частоты (нижних видеочастот) будет ослаблять помеху на $(2a_1—S_1)$, если помеха достаточно удалена от несущей частоты подверженного действию помехи канала и находится в области частот, где корректор предыскажения уже вносит достаточное затухание. Уровень помехи вида $f_{л1} \pm f_{л2}$

$$p_{A \pm B} \approx (p_{1\,тв} + p_{2\,тв}) - 0{,}7 - a_{г\,20}(f_п) - (2a_1 - S_1) + \Delta П_2. \quad (7.49)$$

Во время передачи скачка яркости от белого до черного или, наоборот, в одном из двух каналов ТВ (одновременный скачок яркости в двух каналах — относительно редкий случай) помеха кратковременно возрастет, так как при этом ослабление помехи предыскажением будет в пределах от a_1 до $(2a_1—S_1)$ в зависимости от положения помехи в спектре частот канала, на который она воздействует. Затухание гармоник на выходе линейного усилителя с увеличением частоты снижается. Если это снижение во всем линейном спектре частот составляет 10—15 дБ, то более существенным будут помехи разностной частоты (вида $A_{тв}—B_{тв}$) в нижних ТВ каналах. Основные помехи третьего порядка образуются в результате взаимодействия сигналов яркости трех каналов ТВ. В модулированном линейном сигнале ТВ (при $m=150\%$) сигнал цветности слабее сигнала яркости во время передачи белого или черного. Поэтому максимальной можно считать помеху вида $f_{л1} \pm f_{л2} \mp f_{л3}$ во время передачи белого или черного в трех каналах ТВ. Если помеха удалена от несущей частоты подверженного ее действию канала на 200 кГц или более, то уровень помехи на выходе магистрали

$$p_{A+B-C} \approx (p_{1\,тв} + p_{2\,тв} + p_{3\,тв}) - 0{,}3 - a_{г\,30}(f_п) - (3a_1 - 2S_1) + \Delta П_3. \quad (7.50)$$

Кратковременное увеличение помехи может иметь место во время скачка яркости в каком-либо из трех сигналов ТВ.

Определим разность максимальных уровней помех второго и третьего порядков. Согласно (7.49) и (7.50)

$$p_{A\pm B} - p_{A+B-C} \approx a_{г\,30}(f_п) - a_{г\,20}(f_п) - $$
$$- p_{3ТВ} - 0{,}4 + (a_1 - S_1) + (\Delta П_2 - \Delta П_3). \qquad (7.51)$$

В системах с линейным спектром до 60 МГц $a_{г30}-a_{г20}\approx$ $\approx$30 дБ. Кроме того, вероятность появления максимальной помехи третьего порядка меньше, чем второго. Поэтому можно полагать, что более существенными будут помехи второго порядка. При совместной передаче нескольких сигналов ТВ с многоканальными сигналами, кроме нелинейных помех, рассмотренных в § 7.3, 7.4, следует учитывать помехи третьего порядка, в образовании которых участвуют два сигнала ТВ и многоканальный сигнал. Максимальный уровень помехи вида $f_{1ТВ}\mp f_{2ТВ}\pm f_{мс}$ в полосе частот 1 Гц в канале ТВ

$$p_{п\,[1\,Гц]}(f_п) = p_{1\,ТВ} + p_{2\,ТВ} + 0{,}4 + \left(p_{к.ср} - \frac{1}{2}\ln\Delta f'\right) - $$
$$- a_{г\,30}(f_п) - (2a_1 - S_1) + \Delta П_2. \qquad (7.52)$$

Эта помеха в канале ТЧ будет максимальной во время передачи немодулированного тока несущей частоты по каналам ТВ и уровень ее (при условии ослабления несущей частоты во время паузы на 6,0 дБ) равен

$$p_{п.к}(f_п) = p_{1\,ТВ} + p_{2\,ТВ} + p_{к.ср} + 0{,}4 -$$
$$- a_{г\,30}(f_п) - 2(a_1 - S_1) + \Delta П_3. \qquad (7.53)$$

Помехи вида $f_{1ТВ}\mp f_{2ТВ}\pm f_{мс}$ в канале ТЧ будут слабее помех второго порядка вида $f_{ТВ}\pm f_{мс}$. Самыми мощными помехами в системе являются помехи второго порядка вида $f_{1ТВ}\pm f_{2ТВ}$, так как уровень передачи в канале ТВ значительно выше уровня передачи в канале ТЧ. Помеха вида $f_{1ТВ}\pm f_{2ТВ}$ в каналах ТЧ максимальна при частоте помехи $f_{л1}\pm f_{л2}$. Разностная помеха частоты $f_{л1}-f_{л2}$ представляет собой сумму помех от взаимодействия несущих частот двух каналов и всех комбинаций вида $(f_{л1}\pm mf_с)-(f_{л2}\pm mf_с)$, а также $(f_{л1}\pm nF_к)-(f_{л2}\pm nF_к)$. Расчет показывает, что при передаче моделей сигналов (см. § 7.1) по двум каналам ТВ уровень помехи в канале ТЧ мало отличается от уровня помехи при передаче по двум каналам ТВ их немодулированных несущих частот с уровнями ($p_{п.н}$—0,7) Нп. Помеха суммарной частоты вида $f_{л1}+f_{л2}$ является как продуктом взаимодействия токов несущих частот $f_{л1}$ и $f_{л2}$, так и результатом сложения помех вида $(f_{л1}+mf_с)+(f_{л2}-mf_с)$. По-

мехи вида $f_{1ТВ} \pm f_{2ТВ}$ будут ослабляться по мере удаления частоты помехи от значений $f_{л1} \pm f_{л2}$.

Если линейный спектр частот системы построен так, что помехи вида $f_{1ТВ} \pm f_{2ТВ}$ могут попадать в каналы ТЧ, то требование к нелинейности усилителя будут определяться помехами этого вида. Эти требования облегчаются, если помехи не попадают в каналы ТЧ, например, при передаче двух сигналов ТВ совместно с многоканальными сигналами, если сигналы ТВ расположены в средней части линейного спектра (рис. 7.5). Передача большего числа сигналов ТВ совместно с многоканальными сигналами возможна при значительном повышении требований к усилителям линейного тракта.

7.6. Флуктуационные помехи линейного тракта

Флуктуационные помехи линейного тракта практически состоят из тепловых шумов коаксиального кабеля и шумов, вносимых усилителями. На магистрали, кроме линейных усилителей, компенсирующих затухание участков кабеля, включаются усилители с равномерным по линейному спектру усилением, компенсирующие затухание, вносимое корректирующими и другими устройствами. Величина усиления и уровни сигналов на входах «плоских» усилителей выбираются таким образом, чтобы вносимые ими помехи были незначительны. Влияние шумов усилителей можно снизить, используя в первом каскаде малошумящий усилительный элемент и конструируя входную цепь усилителя с возможно большим коэффициентом передачи, чтобы усиленное напряжение тепловых шумов кабеля, поступающее на вход первого каскада усилителя, было больше собственных шумов усилителя, отнесенных к входу первого каскада. Частотную неравномерность затухания участка кабеля можно частично компенсировать во входной цепи, частично в цепи обратной связи, или межкаскадной цепи усилителя. Если часть неравномерности компенсируется включенным на входе усилителя амплитудным контуром, то в нижней части линейного спектра частот шумы усиливаются.

Частотная характеристика усилителя $S(t)$ должна достаточно компенсировать характеристику затухания

участка кабеля, т. е. $|S(t)| \approx |a_к(f)|$. Если бы усилитель не вносил шумов, то частотное распределение шумов на выходе линейного тракта соответствовало бы характеристике затухания кабеля. В системе К-1920 расстояние между усилителями составляет 6,0 км и уровень шумов (на 1 Гц полосы частот) в диапазоне частот от несущей частоты канала ТВ (2451 кГц) до его верхнего края (8500 кГц) возрастает примерно на 15 дБ. В системе К-3600 канал ТВ занимает около половины линейного спектра системы, и поэтому изменение шумов по его спектру составит примерно 8 дБ. В системе К-10 800 шумы мало изменяются по спектру отдельного канала ТВ (1,5—1,7 дБ). В области видеочастот, передаваемых двумя боковыми полосами (от 0 до 0,6 МГц) помехи двух боковых полос суммируются после демодуляции, что снижает общий перепад уровня помех по спектру частот видеосигнала еще на 3 дБ. При значительном повышении уровня шумов с увеличением частоты видеосигнала условия передачи сигнала яркости будут улучшаться, а сигнал цветности — ухудшаться и наоборот. Поэтому в системе К-3600 условия передачи сигналов цветности будут лучше, чем в системе К-1920. Величина взвешенных шумов в канале ТВ также зависит от наличия и характеристики устройств предыскажения (§ 8.1).

7.7. Нелинейные и флуктуационные помехи в аппаратуре оконечных станций

Нелинейные помехи практически возникают в оконечной аппаратуре, содержащей две или более ступеней преобразования частот. При двух ступенях модуляции источниками нелинейных помех являются второй модулятор и первый демодулятор приемного устройства. На «сигнальный» вход второго модулятора поступает напряжение первой несущей частоты f_1 и ее боковых полос, которое взаимодействует с напряжением второй несущей частоты f_2. В результате этого на выходе модулятора, кроме полезного тока линейной несущей частоты $f_л = f_2 - f_1$, появляются токи помех с частотами $2f_л = 2f_2 - 2f_1$ и $3f_л = 3f_2 - 3f_1$. После демодуляции помеха $2f_л$ превращается в помеху частоты $f_л$, а помеха $3f_л$ —

в помеху частоты $2f_л$. Если $f_л < F_m/2$, то обе помехи окажутся в спектре частот видеосигнала.

Помехи с частотами $f_л$ и $2f_л$ образуются также и в первом демодуляторе. На его «сигнальный» вход поступает линейный сигнал с несущей частотой $f_л$, который взаимодействует с током местного генератора частоты f_2 (см. гл. 2). В результате на выходе демодулятора, кроме полезного сигнала частоты $f_1 = f_2 - f_л$, возникают помехи с частотами $f_{п1} = f_2 - 2f_л = f_1 - f_л$ и $f_{п2} = f_л - 3f_л = f_1 - 2f_л$. После окончательной демодуляции сигнала частоты этих помех будут $f_л$ и $2f_л$ соответственно. Помеха с частотой $f_л$ образуется также из-за неполного подавления остатка тока несущей частоты в первом демодуляторе.

При передаче черно-белого изображения на экране телевизора более заметна помеха с частотой $f_л$ (2,49 МГц в системах К-1920 и К-3600); при передаче ЦТВ такой же существенной становится и помеха с частотой $2f_л = 4{,}98$ МГц.

Выше (гл. 2) отмечалось, что после первой ступени модуляции для дальнейшей передачи используется нижняя боковая полоса частот от несущей частоты f_1. При использовании верхней боковой полосы количество нелинейных помех в рабочей полосе частот может возрасти, что также является одной из причин использования нижней боковой полосы частот после первого модулятора.

Поскольку помехи с частотами $f_л$ и $2f_л$ образуются также в усилителях линейного тракта, на помехи оконечной аппаратуры целесообразно отвести лишь 25% общей допустимой мощности этих помех. Чтобы ослабить нелинейные помехи в преобразователях частоты, уровень сигнала на входе второго модулятора (первого демодулятора) выбирается по возможности ниже. В результате этого становятся существенными их флуктуационные шумы. Поскольку затухание преобразователей порядка 7—10 дБ, то становятся существенными и шумы усилителей, включенных после них. Распределение флуктуационных помех оконечной аппаратуры по спектру видеочастот можно считать практически равномерным, за исключением участка нижних частот, где уровень помех на 3 дБ выше за счет сложения помех двух боковых полос при демодуляции.

8

ГЛАВА

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

8.1. Предварительное искажение сигналов ТВ

Ослабление нелинейных и флуктуационных помех в канале телевидения (как и в каналах ТЧ) является одной из основных задач при построении системы связи. При увеличении числа линейных усилителей (следовательно, и дальности передачи) вдвое уровень флуктуационной помехи, нелинейных помех второго порядка и части помех третьего порядка возрастает на 3 дБ. Поэтому возможностями ослабления помех даже на 2 дБ не следует пренебрегать. Поскольку стоимость оборудования линейного тракта во много раз превосходит стоимость оконечной аппаратуры, то целесообразно усложнять оконечную аппаратуру, вводя устройства предыскажения сигналов, если это повышает помехозащищенность каналов.

Мощность видеосигнала черно-белого телевидения сосредоточена в области нижних видеочастот (см. см. рис. 1.7), и поэтому в линейном модулированном сигнале наиболее мощные составляющие занимают сравнительно узкую область (± 200 кГц) по обе стороны от линейной несущей частоты. Мощность сигналов цветности сосредоточена в сравнительно узкой области цветовых поднесущих (4,0—4,5 МГц). В модулированном сигнале мощность цветоразностных сигналов существенно меньше мощности сигнала в области линейной несущей частоты. Такое распределение мощности позволяет вводить предварительное искажение линейного сигнала на передающей стороне с последующей компенсацией этого искажения на приемной стороне.

Устройства предыскажения позволяют ослабить как нелинейные, так и флуктуационные помехи, возникающие в линейном тракте. Предыскажение можно с успехом использовать не только при передаче телевидения, но и в других системах передачи импульсных сиг-

налов, особенно в системах с несимметричными боковыми полосами и линейным детектированием на приеме, когда глубина модуляции невелика (до 50—60%). При передаче нескольких импульсных сигналов по общему ВЧ тракту предыскажение позволяет снизить мощность продуктов взаимной модуляции сигналов и общую загрузку группового тракта передачи сигналов.

При передаче цветного телевидения можно применить дополнительное предыскажение сигнала в области передачи цветовой информации для ослабления флуктуационных помех в канале цветности или для ослабления нелинейных помех в канале яркости или каналах ТЧ, в образовании которых участвуют сигналы цветности.

Предыскажение сигнала в области линейной несущей частоты. Поскольку ток линейной несущей частоты $f_л$ и мощные боковые составляющие вблизи $f_л$ создают основные нелинейные помехи, то целесообразно снижать их относительную мощность. Для этого на передающей стороне линейный сигнал (до подачи его на вход линии) предварительно пропускают через устройство предыскажения (четырехполюсник), характеристика затухания которого $a_1(f)$ показана на рис. 8.1. На

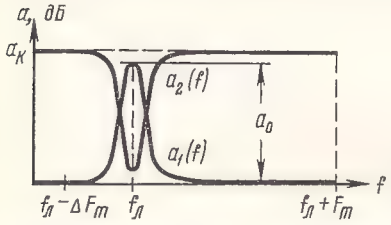


Рис. 8.1. Характеристики затухания предыскажающего и корректирующего устройств

приемной стороне до демодуляции сигнала восстанавливается его форма с помощью корректора предыскажения — четырехполюсника с характеристикой затухания $a_2(f)$ (рис. 8.1). Предыскажение сигналов не внесет искажений формы передаваемых видеосигналов, если суммарное затухание обоих устройств постоянно во всем спектре рабочих частот канала ТВ, а суммарное время групповой задержки также постоянно или равно нулю:

$$\left.\begin{aligned} a_1(f) + a_2(f) &= a_к = \text{const}; \\ \tau_1(f) + \tau_2(f) &= \tau_к \quad \text{или} \quad \text{нулю}. \end{aligned}\right\} \qquad (8.1)$$

Суммарное затухание $a_к$ можно скомпенсировать усилением $|S_к|=|a_к|$, большая часть которого вводится на приемной стороне, а малая часть — на передающей стороне. Практическая реализация достаточно узкополосных устройств предыскажения при $a_1(f_л)=$ $=11—12$ дБ возможна, если $f_л \leqslant 3{,}0$ МГц (в системах К-1920 и К-3600 при линейной несущей частоте 2491 кГц устройство предыскажения вносит на несущей частоте затухание 11 дБ, а на частотах $f_л \pm 200$ кГц — затухание порядка 2 дБ). На несущих частотах выше 8—10 МГц применять контуры предыскажения не имеет практического смысла, так как контуры становятся слишком широкополосными.

Входные и выходные сопротивления устройств предыскажения должны быть практически постоянными в спектре частот канала ТВ и при стандартном коаксиальном кабеле равными 75 Ом. Поэтому устройства предыскажения удобно выполнять в виде амплитудных контуров (рис. 8.2), состоящих из одного или нескольких (обычно одинаковых) звеньев.

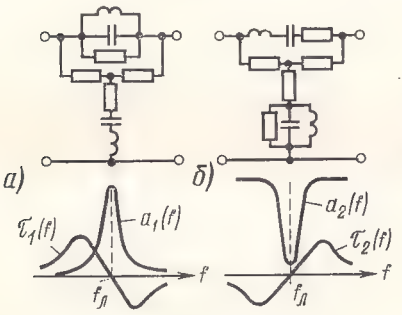


Рис. 8.2. Амплитудные контуры: *а)* схемы; *б)* характеристики

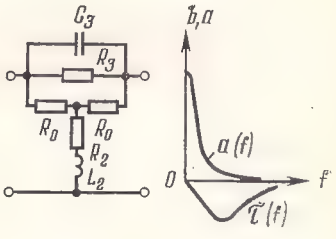


Рис. 8.3. Апериодический контур (*а*) и его характеристика (*б*)

При определении формы линейного сигнала на выходе предыскажающего устройства надо учитывать следующее:

1) относительная ширина полосы частот, в которой предыскажающий контур вносит затухание, невелика, и можно допустить, что характеристики $a_1(f)$ и $\tau_1(f)$ в области частот $(f_л \pm \Delta F)$ представляют собой соответ-

венно (рис. 8.2*б*) функции с четной и нечетной симметрией относительно $f_л$;

2) форма огибающей модулированного сигнала в основном мало отличается от формы исходного видеосигнала. Это позволяет использовать известную «теорему об огибающей» модулированного сигнала и свести задачу к рассмотрению прохождения исходного видеосигнала через «низкочастотную» схему (рис. 8.3). Определив форму видеосигнала на выходе такой схемы, легко определить и форму огибающей модулированного сигнала на выходе схемы рис. 8.2.

Апериодический контур (рис. 8.3) подавляет токи низких видеочастот, а амплитудный контур (рис. 8.2*а*) — боковые составляющие от низких видеочастот. Поэтому рассматриваемое предыскажение равносильно дифференцированию огибающей модулированного сигнала. Допустим, что видеосигнал весьма прост по форме и представляет ступенчатое изменение напряжения (рис. 8.4*а*). Подадим такой сигнал $f_1(t)$ на вход схемы

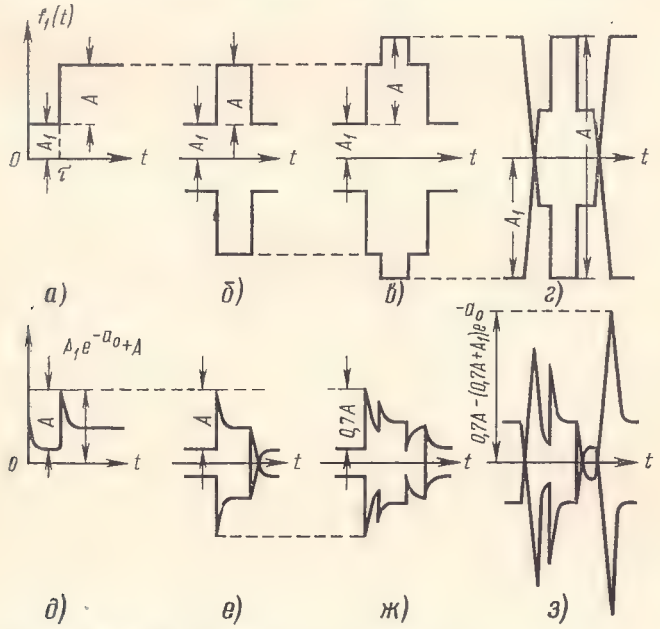


Рис. 8.4. Форма сигналов на входе (*а, б, в, г*) и на выходе (*д, е, ж, з*) устройства предыскажения

(рис. 8.3*а*), и, используя операционный способ анализа процессов, определим сигнал $f_2(t)$ на выходе ее. Отображение некоторой функции $f(t)$ можно записать в виде

$$f(p) = p\int_0^\infty e^{-pt} f(t)\,dt. \tag{8.2}$$

Для сигнала $f_1(t)$, изображенного на рис. 8.4*а*, используя «Теорему запаздывания оригинала» (теорему смещения) и учитывая, что

$$p\int_0^\infty A e^{-pt}\,dt = A, \tag{8.3}$$

можно записать отображение в следующем виде:

$$f_1(p) = A_1 + A e^{p(t-\tau)}. \tag{8.4}$$

Коэффициент передачи схемы (рис. 8.3*а*)

$$e^{-g(\omega)} = \frac{R_0(1 + i\omega R_3 C_3)}{(R_0 + R_3) + i\omega C_3 R_0 R_3}. \tag{8.5}$$

Обозначив $C_3R_3=b$, $R_0+R_3=c$ и заменяя $i\omega$ на p, можно записать

$$e^{-g} = \frac{R_0(1 + pb)}{c + p R_0 b}. \tag{8.6}$$

Согласно преобразованию Римана — Меллина сигнал на выходе схемы (рис. 8.3*а*) определится как

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi i}\int_{-i\omega}^{i\omega} e^{pt}\frac{F(p)}{p}\,dp, \tag{8.7}$$

где

$$F(p) = f_1(p)\,e^{-g}, \tag{8.8}$$

Для рассматриваемого случая с учетом (8.6) и (8.8) интеграл (8.7) разделяется на два интеграла: $f_{2.1}(t)$ и $f_{2.2}(t)$, решение которых дано в приложении 2:

$$f_{2.1}(t) = \frac{A_1}{c}\left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{R_0 b}t}\right]; \tag{8.9}$$

$$f_{2.2}(t) = \frac{A}{c}\left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{R_0 b}(t-\tau)}\right]. \tag{8.10}$$

Следует отметить, что $f_{2.1}(t)$ существует с момента времени $t=0$, а $f_{2.2}(t)$ — с момента времени $t=\tau$.

В качестве примера на рис. 8.4*д* показан вычисленный сигнал $f_2(t)$ на выходе достаточно узкополосной и просто реализуемой схемы (рис. 8.3*а*) с величиной затухания $a_0 \approx 9$ дБ и входным сопротивлением $R_0=75$ Ом. Следовательно, модулированный сигнал (рис. 8.4*б*), проходя через полосовую схему (рис. 8.2*а*) с соответствующими параметрами, приобретает форму, изображенную на рис. 8.4*е*. В этом случае размах сигнала на входе предыскажающего устройства равен $2(A_1+A)$, а на выходе его он равен $2(A_1 e^{-a_0}+A)$. Следует иметь в виду, что при перемодуляции (рис. 8.4*г*) A_1 — величина отрицательная.

В результате предыскажения форма сигнала сильно изменяется, а размах его уменьшается при глубине модуляции $\eta<1{,}0$ и увеличивается при глубине модуляции $\eta>1{,}0$. В рассмотренном случае передачи сигнала с бесконечно крутым фронтом размах предыскаженного сигнала не зависит от характеристики $a_1(f)$ и определяется только величиной затухания a_0 на несущей частоте $f_л$:

$$U_{\text{разм.вых}} = 2[A_1 e^{-a_0} + A]. \qquad (8.11)$$

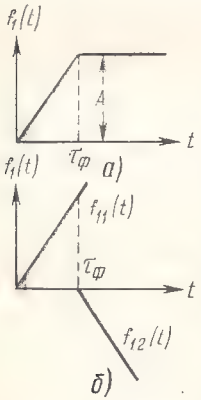


Рис. 8.5. Представление наклонной ступеньки напряжения в виде суммы двух функций

Это объясняется идеализацией сигнала. В реальных случаях размах предыскаженного сигнала зависит от характеристики затухания предыскажающего устройства. Эта зависимость может быть учтена при рассмотрении передачи трапецеидального сигнала с длительностью фронта $\tau_ф$. Для определения формы предыскаженного сигнала достаточно рассмотреть передачу наклонной ступеньки напряжения $f_1(t)$ с фронтом $\tau_ф$ (рис. 8.5*а*), которую можно представить в виде простых функций $f_{1.1}(t)$ и $f_{1.2}(t)$, сдвинутых во времени на $\tau_ф$ (рис. 8.5*б*). Отображение сигнала $f_1(t)$ может быть записано в виде

$$f_1(p) = ap\int_0^\infty e^{-pt}\,t\,dt - ap\,e^{-p\tau_ф}\int_0^\infty e^{-pt}\,t\,dt, \qquad (8.12)$$

где $a=A/\tau_\Phi$. Поскольку $p\int_0^\infty e^{-pt}dt=1/p$, то

$$f_1(p)=\frac{A}{p\tau_\Phi}-\frac{A}{p\tau_\Phi}e^{p\tau_\Phi}. \qquad (8.13)$$

С помощью ф-л (8.7) и (8.8) можно определить сигнал $f_2(t)$ на выходе схемы рис. 8.3 в виде суммы двух интегралов $f_{2.1}(t)+f_{2.2}(t)$, которые вычисляются с помощью вычетов (см. приложение 2):

$$f_{2.1}(t)=\frac{AR_0}{\tau_\Phi 2\pi i}\int_{i\infty}^{-i\infty}\frac{1}{p^2}e^{pt}\frac{1+pb}{c+pbR_0}dp=$$

$$=\frac{AR_0}{c^2\tau_\Phi}\left\{bR_3\left[1-e^{-\frac{c}{bR_0}t}\right]+ct\right\}. \qquad (8.14)$$

По такой же формуле $f_{2.2}(t)$ определяется путем подстановки $t-\tau_\Phi$ вместо t, причем $f_{2.2}(t)$ существует с момента времени $t\geqslant\tau_\Phi$. На рис. 8.6 показан сигнал с трапецеидальной огибающей на входе (*1*) и на выходе (*2*) предыскажающего устройства

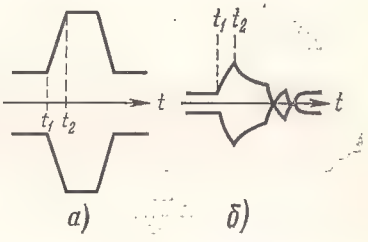


Рис. 8.6. Сигнал с трапецеидальной огибающей на входе (*1*) и на выходе (*2*) предыскажающего устройства

цеидальной огибающей до и после предыскажения. Максимальный размах предыскаженного сигнала

$$|f_2(t)|_{\text{макс}}=2\left\{A_1e^{-b_0}+AR_0\frac{1}{c^2\tau_\Phi}\times\right.$$

$$\left.\times\left[bR_3\left(1-e^{-\frac{c}{bR_0}\tau_\Phi}\right)+c\tau_\Phi\right]\right\} \qquad (8.15)$$

с учетом $b=C_3R_3$, $c=R_0+R_3$ и $e^{-a_0}=\frac{R_0}{R_0+R_2}$

$$|f_2(t)|_{\text{макс}}=2[A_1+A+\beta A]e^{-a_0}, \qquad (8.16)$$

где

$$\beta = \frac{1}{\tau_\Ф} \frac{C_3 R_3^2}{R_0 + R_3} \frac{\alpha - 1}{\alpha}; \quad \alpha = e^{\frac{R_0 + R_3}{R_0 R_3 C_3} \tau_\Ф}.$$

Таким образом, чем больше длительность фронта передаваемого сигнала $\tau_\Ф$, тем меньше его размах после предыскажения (меньше и пиковая мощность сигнала).

Реальный сигнал ТВ в промежутках между гасящими импульсами строк имеет сложную форму. Синхронизирующий импульс занимает 30% от размаха полного видеосигнала. Передний фронт синхроимпульса смещен от начала вершины импульса гашения строк на 1 мкс. Поэтому, когда на выходе устройства предыскажения проходит передний фронт синхроимпульса, сигнал («пика» напряжения), вызванный прохождением переднего фронта гасящего импульса, уже достаточно спадает, и наличие синхроимпульса не влияет на размах предыскаженного сигнала. Сигналы (см. рис. 8.4*б, в*), имеющие до предыскажения разный размах, после предыскажения будут иметь одинаковый (см. рис. 8.4 *е, ж*). Поэтому для реального видеосигнала (рис. 8.4*а*) размах предыскаженного сигнала равен

$$|f_2(t)|_{\text{разм}} = 2[A_1 e^{-a_0} + 0{,}7A]. \qquad (8.17)$$

Эта формула справедлива для линейных сигналов с глубиной модуляции $0 \leqslant \eta \leqslant 1{,}6$, где $\eta = A/(A_1 + A)$. При полной перемодуляции ($\eta = 2$) размах предыскаженного сигнала будет равен

$$|f_2(t)|_{\text{разм}} = 2[-(0{,}7A + A_1) e^{-a_0} + 0{,}7A]. \qquad (8.18)$$

Он достигает максимума при прохождении заднего фронта гасящего импульса.

Рассмотрим возможности ослабления помех предыскажением.

Ослабление флуктуационных помех канала. Чтобы избежать перегрузки, пиковое значение сигнала ТВ на выходе линейного усилителя не должно превышать допустимую величину. Будем полагать, что пиковое значение сигнала должно оставать-

ся неизменным независимо от того, предыскажен сигнал или нет. Если глубина модуляции сигнала ТВ до предыскажения менее 100%, то размах предыскаженного сигнала значительно меньше размаха сигнала до предыскажения. Это позволяет ввести на передающей стороне усиление $S_{1[дБ]}=20\lg(|f_1(t)|_{макс}/|f_2(t)|_{макс})$. На величину S_1 повысятся уровни составляющих передаваемого сигнала почти во всем спектре рабочих частот, за исключением небольшой области частот возле $f_л$. Шумы канала в полосе частот шириной 5,5—6,0 МГц будут ослаблены на S_1 дБ, но в области несущей частоты они будут усилены (после корректора предыскажения). На несущей частоте усиление шума составит $(a_0 - S_1)$ дБ. При передаче прямоугольных импульсов

$$S_1 = 20\ln\frac{2[A_1+A]}{2[A_1 e^{-a_0}+A]} = 20\ln\frac{1}{(1-\eta)e^{-a_0}+\eta}, \quad (8.19)$$

где η — глубина модуляции. Следовательно, при глубине модуляции $\eta=(100\%)$ интегральный шум не ослабляется.

При передаче реальных видеосигналов (когда глубина модуляции менее 160%).

$$S_1 = 20\ln\frac{2[A_1+A]}{2[A_1 e^{-a_0}+0,7A]} = 20\ln\frac{1}{(1-\eta)e^{-a_0}+0,7\eta}. \quad (8.20)$$

а для $\eta=2$

$$S_1 = 20\ln\frac{2[A_1+A]}{2[-(A_1+0,7A)e^{-a_0}+0,7A]} =$$

$$= 20\ln\frac{1}{(0,3\eta-1)e^{-a_0}+0,7\eta}.$$

При $\eta>1$ величина A_1 — отрицательна. При глубине модуляции 100% флуктуационные шумы (невзвешенные) ослабляются примерно на 3 дБ, а при глубине модуляции 150% (принятой в каналах ТВ систем К-1920 и К-3600) S_1 составляет всего 1,5 дБ (рис. 8.7).

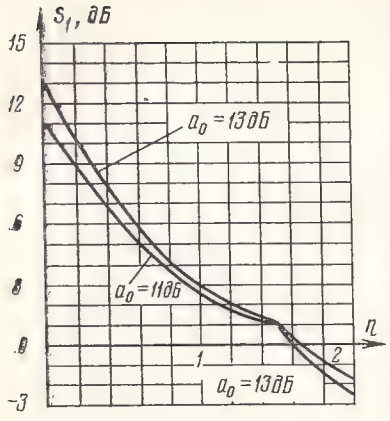


Рис. 8.7. Ослабление флуктуационных помех канала предыскажением

При глубине модуляции 200% размах предыскаженного сигнала будет больше размаха сигнала до предыскажения. Интегральное значение флуктуационной помехи в канале ТВ будет ослаблено примерно на S_1, но взвешенная величина помехи при глубине модуляции 150% увеличится, так как имеет место невыгодное увеличение помехи в области несущей частоты. Уровень взвешенной помехи в канале ТВ повышается примерно на 1 дБ в системе К-1920 и на 2,2 дБ — в системе К-3600. Эта разница объясняется тем, что шум линейного тракта в канале системы К-1920 с увеличением частоты возрастает больше, чем в канале системы К-3600. Таким образом, в каналах ТВ этих систем предыскажение не снижает уровень флуктуационных помех. Оно применяется с целью существенного ослабления основных нелинейных помех.

Ослабление нелинейных помех. Предыскажение сигнала ТВ позволяет снизить уровень несущей частоты $f_л$ на выходе линейного усилителя на $(a_0—S_1)$ дБ. При этом уровень второй гармоники $2f_л$ на выходе усилителя снизится на $2(a_0—S_1)$ дБ, а третьей — на $3(a_0 — S_1)$ дБ. Если эти гармоники попадают в канал ТВ (как это имеет место в системах К-1920 и К-3600), то в месте приема они будут еще ослаблены на $(a_к—S_2)$ дБ корректором предыскажения. Общее ослабление гармоник весьма значительно и составит (с учетом, что $a_к=S_1+S_2$) для гармоники $2f_л$

$$2(a_0 — S_1) + (a_к — S_2) = (2a_0 — S_1); \qquad (8.21)$$

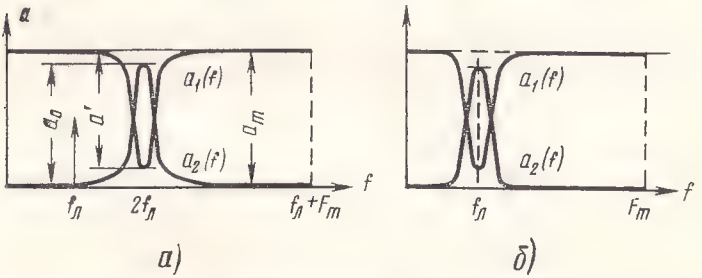
для гармоники $3f_л$

$$3(a_0 — S_1) + (a_к — S_2) = (3a_0 — 2S_1). \qquad (8.22)$$

При передаче нескольких сигналов ТВ помеха вида $f_{л1} \pm f_{л2}$ от взаимодействия двух сигналов ТВ, попадая

в третий канал ТВ, будет ослабляться на величину от $2(a_0—S_1)+(a_к—S_2)=(2a_0—S_1)$ дБ, если она удалена от несущей частоты канала на 0,30 МГц или более, и до $2(a_0—S_1)+(a_к—a_0—S_2)=a_0—S_1$ дБ, если помеха совпадает или очень близка к несущей частоте канала. В канале ТЧ такая помеха будет ослабляться предыскажением на $2(a_0—S_1)$ дБ во время паузы в каналах ТВ и в несколько меньшей мере во время передачи сигналов ТВ. Помехи второго порядка вида $f_л \pm f_{мс}$ ослабляются предыскажением на $(a_0—S_1)+(a_к—S_2)=a_0$ дБ, если они попадают в канал ТВ и на $(a_0—S_1)$ дБ, если они попадают в канал ТЧ. На помехи второго порядка разностной частоты, вызванные составляющими одного сигнала ТВ (помехи с частотами mf_c) и попадающие в каналы ТЧ системы К-1920, предыскажение мало влияет. Оно только сглаживает энергетический спектр помех, распределяя их более равномерно по линейному спектру канала ТЧ (312—1548 кГц).

Предыскажение линейного сигнала в области второй гармоники линейной несущей частоты. Требуемое дополнительное ослабление помехи в области $2f_л$ (менее 10 дБ) может быть достигнуто включением на передающей стороне устройства предыскажения с характеристикой затухания $a_1(f)$ (рис. 8.8*а*) и усилителя с



а) *б)*

Рис. 8.8. Характеристика предыскажения:
а) линейного сигнала в области $2f_л$; *б*) видеосигнала в области $f_л$

усилением $|S|=|a_m|$. Слабые составляющие сигнала в области $2f_л$ усилятся на a' дБ. В месте приема корректор предыскажения с характеристикой затухания $a_2(f)$ скомпенсирует действие устройства предыскажения на общую АЧХ тракта и ослабит ток гармоники $2f_л$ на a' дБ. Эта величина ослабления помехи будет иметь

место в том случае, если введение предыскажения мало изменит размах передаваемого сигнала. На форме огибающей сигнала предыскажение в области $2f_л$ сказывается так же, как предыскажения в области $f_л$ в спектре частот исходного видеосигнала (рис. 8.8*б*). Поэтому рассмотрим прохождение прямоугольной ступеньки напряжения $f_1(t)$ величиной A_1 через устройство (рис. 8.2*б*). Отображение функции $f_1(t)$

$$f_1(p) = p\int_0^\infty e^{-pt} f_1(t)\,dt = A_1.$$

Коэффициент передачи контура (рис. 8.2*б*) при согласованном включении

$$e^{-g} = \frac{R_0}{R_0 + Z_э} =$$

$$= 1 - \frac{R_э(1 + p^2 L_э C_э)}{p^2 L_э C_э (R_0 + R_э) + p R_0 R_э C_э + (R_0 + R_э)}, \qquad (8.23)$$

где $p = i\omega$. Сигнал на выходе контура может быть определен по ф-ле (8.7), причем $F(p) = f_1(p)e^{-g} = A_1 e^{-g}$. Следовательно,

$$f_2(t) = \frac{A_1}{2\pi i}\int_{i\infty}^{-i\infty} e^{pt}\frac{e^{-g}}{p}\,dp = A_1\left[\frac{1}{2\pi i}\int_{i\infty}^{-i\infty}\frac{e^{pt}}{p}\,dp - \right.$$

$$\left. - \frac{R_э}{2\pi i}\int_{i\infty}^{-i\infty}\frac{e^{pt}}{p}\frac{(p^2 L_э C_э + 1)}{p^2 L_э C_э (R_0 + R_э) + p R_0 R_э C_э + (R_0 + R_э)}\right] \qquad (8.24)$$

Сигнал на выходе контура (см. приложение 2) определяется как

$$f_2(t) = \frac{A_1 R_0}{R_0 + R_э} - \frac{A_0 R_э}{R_0 + R_э} e^{-\frac{b}{2a}t}\frac{b}{\sqrt{b^2 - 4ac}} \times$$

$$\times\left[e^{-\frac{\sqrt{b^2-4ac}}{2a}t} - e^{\frac{\sqrt{b^2-4ac}}{2a}t}\right], \qquad (8.25)$$

где $a = L_э C_э (R_0 + R_э)$, $b = R_0 C_э$, $c = R_0 + R_э$. При $b^2 < 4ac$ (что практически имеет место в резонансном контуре)

$$f_2(t) = \frac{A_1 R_0}{R_0 + R_э} - \frac{A_1 R_э}{R_0 + R_э} e^{-\frac{b}{2a}t}\frac{b}{\sqrt{4ac - b^2}} \times$$

$$\times \frac{1}{i}\left[e^{-i\omega t} - e^{i\omega t}\right], \qquad (8.26)$$

где $\omega = \sqrt{b^2 - 4ac}/2a$. Учитывая, что $e^{\pm i\varphi} = \cos\varphi \pm i \sin\varphi$, а $R_0/(R_0 + R_3) = e^{-a_m}$ — затухание контура на нулевой частоте (в неперах), находим

$$f_2(t) = A_1 e^{-a_m} + \frac{A_1 R_3}{R_0 + R_3} \frac{2b}{\sqrt{4ac - b^2}} e^{-\frac{b}{2a} t} \sin \omega t. \quad (8.27)$$

Таким образом, сигнал на выходе контура уменьшился в e^{-a_m} раз, и при этом возник затухающий колебательный процесс. Частота колебаний

$$\omega = \frac{\sqrt{4ac - b^2}}{2a} = \sqrt{\frac{1}{L_3 C_3} - \left[\frac{R_0 R_3}{2 L_3 (R_0 + R_3)}\right]^2} \approx \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}. \quad (8.28)$$

После усиления в e^{a_m} раз сигнал будет равен

$$f_2'(t) = A_1 \left[1 + \frac{R_3}{R_0} \frac{2b}{\sqrt{4ac - b^2}} e^{-\frac{b}{2a} t} \sin \omega t\right]. \quad (8.29)$$

Поскольку контур достаточно узкополосный, амплитуда колебаний незначительна (рис. 8.9). Ослабление помехи на приеме близко к максимальному затуханию контура.

Предыскажение видеосигнала в области нижних видеочастот. Его характеристика подобна характеристике $a(f)$ на рис. 8.3. Предыскажающее устройство может быть включено между видеоусилителем, на выходе которого постоянная составляющая видеосигнала может быть восстановлена, и модулятором. Действие такого предыскажения, ослабляющего наиболее мощные составляющие видеосигнала в области частот до 100—150 кГц, практически эквивалентно действию предыскажения на несущей частоте. Преимущество предыскажения нижних видеочастот в том, что оно может быть универсальным для каналов ТВ всех систем. Недостатком его является

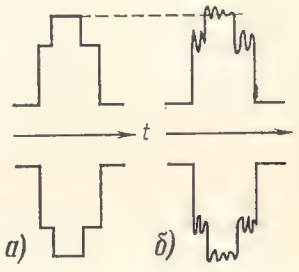


Рис. 8.9. Сигнал на входе (*а*) и на выходе (*б*) устройства предыскажения

ся необходимость применения индуктивностей и емкостей сравнительно большой величины, а также видеоусилителей для компенсации вносимого затухания.

Предыскажение видеосигнала в области цветовой поднесущей. Такое предыскажение может применяться либо для ослабления шума в канале цветности, либо для ослабления нелинейных помех, в образовании которых участвует сигнал цветности. Если спектральная плотность демодулированных шумов линейного тракта в области передачи сигналов цветности (3,7—4,9 МГц) значительно выше, чем в области частот ниже 1 МГц, и требуется снизить шумы в канале цветности, то можно использовать сравнительно широкополосный контур предыскажения с минимумом затухания на частоте 4,3 МГц. Такое предыскажение, повышая уровень сигналов цветности на 5—6 дБ (после соответствующего усиления), мало изменяет величину сигнала яркости.

В системах с линейным спектром частот до 60 МГц спектральная плотность шума в полосе частот одного канала ТВ мало изменяется и шумы сказываются больше в канале яркости. Поэтому целесообразно несколько снизить мощность сигналов цветности (до 4—6 дБ), уменьшая этим мощность нелинейных помех в каналах ТВ и ТЧ. Для этого видеосигнал (до модулятора) предыскажается с помощью контура, имеющего максимум затухания в области 4,3 МГц и ничтожное затухание ниже 3,0 МГц. Электрическая схема такого контура аналогична схеме рис. 8.2*а*. Коэффициент передачи контура

$$e^{-g} = 1 - \frac{p R_3 L_3}{p^2 L_3 C_3 R_0 R_3 + p L_3 (R_0 + R_3) + R_0 + R_3}. \quad (8.30)$$

Сигнал на выходе контура при подаче на вход его сигнала $f_1(t)$ согласно (8.7) и (8.8) с учетом (8.30) равен

$$f_2(t) = A_1 \left[\frac{1}{2\pi i} \int_{i\infty}^{-i\infty} \frac{e^{pt}}{p} dp - \right.$$

$$\left. - \frac{R_3 L_3}{2\pi i} \int_{i\infty}^{-i\infty} \frac{e^{pt}}{p^2 a + pb + c} dp \right], \quad (8.31)$$

где $a = L_3 C_3 R_0 R_3$, $b = L_3 (R_0 + R_3)$ $c = R_0 R_3$.
Решение интеграла (см. приложение 2) приводит к результату

$$f_2(t) = A_1\left[1 - \frac{R_3 L_3}{\sqrt{b^2-4ac}} e^{-\frac{b}{2a}t}\left(e^{\frac{\sqrt{b^2-4ac}}{2a}t} - e^{-\frac{\sqrt{b^2-4ac}}{2a}t}\right)\right]. \quad (8.32)$$

При $b^2<4\,ac$

$$f_2(t) = A_1\left[1 - \frac{2R_3 L_3}{\sqrt{4ac-b^2}} e^{-\frac{b}{2a}t} \sin\omega t\right], \quad (8.33)$$

где $\omega \approx 1/\sqrt{L_3 C_3}$. Расчет показывает, что контур, вносящий затухание 6 дБ на частоте 4,3 МГц и порядка 4 дБ на частотах 4,0 и 4,6 МГц, практически не изменяет величину сигнала яркости, а только ослабляет помехи, образуемые при участии сигнала цветности.

8.2. Оптимальная глубина модуляции телевизионных сигналов

В системах с синхронной демодуляцией сигналы искажения, вызванные несимметричностью боковых полос, можно устранить. Поэтому глубина модуляции, в принципе, может быть любой, важно определить, при какой глубине модуляции можно наиболее эффективно использовать мощность линейных усилителей. Отношение сигнал/шум на выходе усилителя пропорционально размаху полезной «огибающей» модулированного сигнала ТВ, следовательно, и глубине модуляции. Линейный сигнал содержит также ортогональную составляющую, форма его огибающей зависит от глубины модуляции. Форма не предыскаженного линейного сигнала (см. гл. 6) может быть определена как

$$F(t) = \sqrt{[C(t)]^2 + [S(t)]^2}, \quad (8.34)$$

где $C(t)$ — синфазная, а $S(t)$ — ортогональная составляющие.

На рис. 8.10 слева показаны огибающие сигналов при передаче двух боковых полос, когда $S(t)=0$ и $F(t)=C(t)$ для трех значений глубины модуляции (100, 150 и 200%). Справа показаны вычисленные при помощи ф-л (6.35), (6.39) и (6.40) огибающие этих же сигналов. При глубине модуляции до 100% ортогональная

составляющая мало влияет на размах всего сигнала, а при значительной перемодуляции размах линейного сигнала практически определяется ортогональной составляющей, как это видно из рис. 8.10.

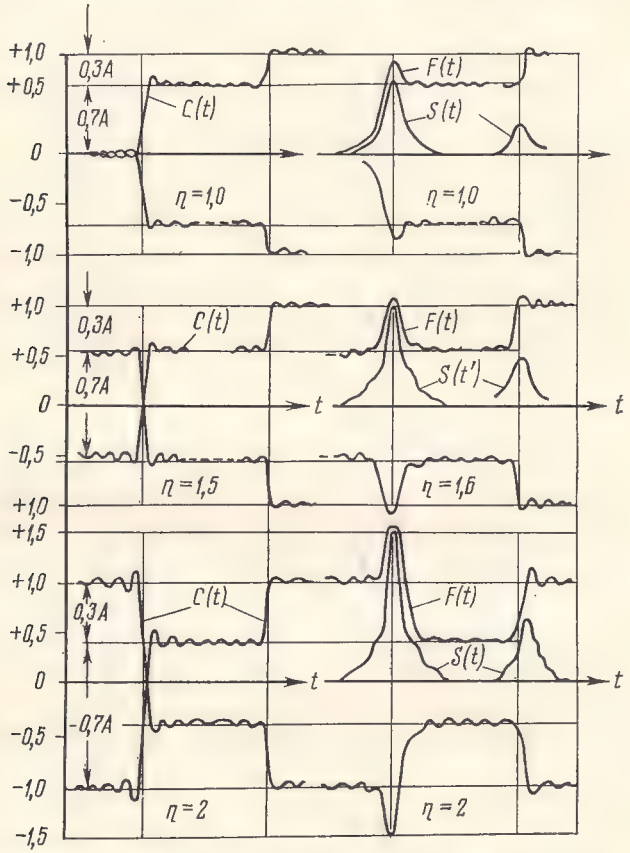


Рис. 8.10. **Огибающие сформированного сигнала при разной глубине модуляции**

Чтобы работать с уровнем передачи, возможно близким к уровню перегрузки усилителя (используя в большей мере его мощность), следует ограничивать размах линейного сигнала ТВ. Поэтому зависимость отношения сигнал/шум от глубины модуляции целесообразно определять при условии неизменности пикового

значения линейного сигнала ТВ. Обозначим отношение сигнал/помеха при $\eta=1$ через $a_ш$. Если изменять глубину модуляции (при неизменном размахе линейного сигнала), то при переходе от $\eta=1$ к любому другому значению η изменение помехозащищенности $\Delta a_ш$ в децибелах будет равно

$$\Delta a_ш = \left[20 \lg \eta - 20 \lg \frac{U_{макс}(\eta)}{U_{макс}(\eta=1)}\right]. \qquad (8.35)$$

Максимальный размах сигнала $U_{макс}$ можно определить по графикам рис. 8.10. Зависимость $\Delta a_ш$ от глубины модуляции η (рис. 8.11*а*) показывает, что в случае

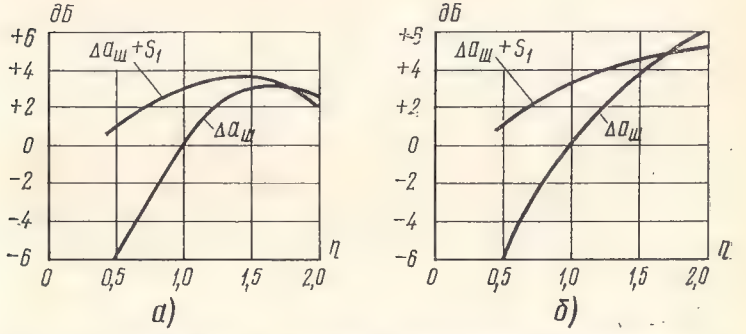


Рис. 8.11. Зависимость отношения сигнал/шум от глубины модуляции (0 дБ соответствует глубине модуляции 100% без предыскажения):
а) при полной загрузке усилителей; *б)* при недогрузке

полного использования мощности усилителей канала отношение сигнал/помеха практически неизменно для значений η от 1,4 до 2,0 (от 140 до 200%).

Предыскажение сигнала в области линейной несущей частоты изменяет отношение сигнал/помеха на S_1 дБ. Величина S_1 зависит от глубины модуляции. На рис. 8.11*а* и *б* показано изменение помехозащищенности ($\Delta a_ш + S_1$) при изменении глубины модуляции. В случае максимального использования мощности усилителей при глубине модуляции 150% отношение сигнал/помеха будет лучшим. При полном подавлении тока несущей частоты пиковое значение сигнала также больше, чем при глубине модуляции 150%.

Определяя оптимальную глубину модуляции, необходимо учитывать нелинейные помехи. При неизмен-

ном отношении сигнал/шум в канале ТВ (т. е. при неизменной величине составляющих сигнала для данного изображения $f_л \pm m f_с$ и $f_л \pm n F_к$) величина нелинейных помех в каналах ТВ и ТЧ будет зависеть от величины тока несущей частоты, т. е. от глубины модуляции. При попадании в канал ТВ нелинейной помехи, вызванной сигналом ТВ, ее влияние будет минимальным при глубине модуляции 150%, так как в этом случае значение линейного сигнала мало при передаче наиболее частых тонов — оно равно нулю при передаче серого и мало́ при передаче светло-серого и темно-серого тонов.

Определим величину тока несущей частоты в линейном сигнале. Согласно рис. 2.12 $\eta = A/(A_1 + A)$; $A_1 = (1 - \eta)/\eta$. Амплитуда содержащегося в линейном сигнале тока несущей частоты равна сумме величин A_1 и постоянной составляющей огибающей ПСО телевизионного сигнала, так как постоянная составляющая видеосигнала восстановлена до входа модулятора передающего устройства. Таким образом, $U_{нес} = A_1 + ПСО = A(1 - \eta)/\eta + ПСО$. Величина ПСО изменяется при изменении средней яркости передаваемого изображения. Согласно расчетам [30] для пяти видеосигналов (рис. 8.12*а*), отличающихся только уровнем средней яркости,

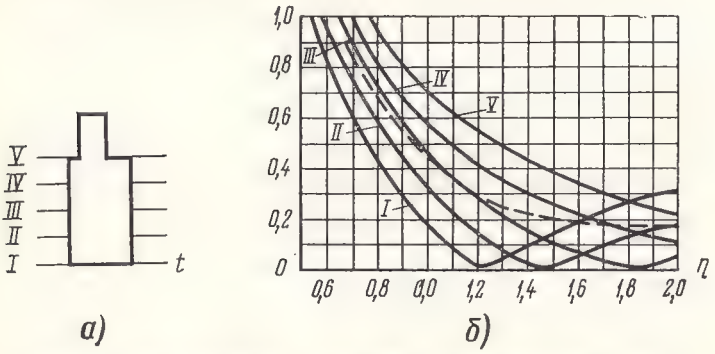


Рис. 8.12. Видеосигналы различной средней яркости (*а*) и относительное содержание тока несущей частоты в линейном сигнале (*б*)

среднее содержание тока несущей частоты быстро снижается при увеличении η до 1,5 и мало изменяется при дальнейшем увеличении его до 2,0 (рис. 8.12*б*). При

глубине модуляции до $\eta=1{,}5—1{,}6$ из линейного сигнала сравнительно просто выделить пакеты импульсов несущей частоты во время передачи синхронизирующих импульсов и использовать их для выделения синхронной несущей частоты в приемном устройстве. Таким образом, наиболее выгодна глубина модуляции 150%, обеспечивающая лучшее использование усилителей линейного тракта и сравнительно более простую схему приемного устройства.

Возможна и передача сигнала ТВ с подавлением несущей частоты. Для этого требуются полная балансировка первого модулятора и подавление постоянной составляющей видеосигнала перед первым модулятором. При работе без несущей частоты пиковое значение линейного сигнала во время передачи «серого» будет бо́льшим, чем при глубине модуляции 150%. Кроме того, усложняется система синхронизации на приемной стороне, поскольку в этом случае требуется сличать фазы напряжения частоты $2f_{л}$, получаемого при удвоении частоты линейного сигнала и второй гармоники местного синхронизируемого генератора (см. гл. 2), а также применять поляризатор сигнала ТВ в приемном устройстве.

8.3. Передача постоянной составляющей видеосигнала

Постоянная составляющая видеосигнала отражает изменение средней освещенности передаваемого изображения и содержит частоты от нуля до нескольких герц. При передаче кино постоянная составляющая может изменяться скачкообразно. Чтобы правильно воспроизвести среднюю яркость передаваемого изображения на экране кинескопа, постоянная составляющая должна быть восстановлена на входе приемной трубки.

Передавать постоянную составляющую по каналу ТВ системы необязательно. Однако передача такой составляющей позволяет более эффективно использовать мощность линейных усилителей, в значительной мере ослабить фоновые помехи (гармоники частоты сети питания, наводки на соединительные кабели между аппаратными) и упростить схему синхронизации несущих частот в приемном устройстве. Постоянная составляющая (ПС) теряется в результате прохождения видеосиг-

нала через усилители, имеющие переходные конденсаторы между каскадами, и другие устройства. При наличии ПС вершины синхроимпульсов видеосигнала находятся на одном неизменном уровне (независимо от изменения сигнала изображения). Потеря ПС приводит к изменению уровней вершин синхроимпульсов во времени в соответствии с изменением средней яркости передаваемого изображения. При фиксации уровня синхронизирующих или гасящих импульсов восстанавливается и ПС видеосигнала.

Рассмотрим, как используется мощность усилителей линейного тракта при передаче видесигналов. Если уровень вершин синхроимпульсов фиксирован, то размах модулированного сигнала во время прохождения вершин синхроимпульсов будет неизменным (при передаче белого или черного, рис. 8.13*а*). Если же ПС не

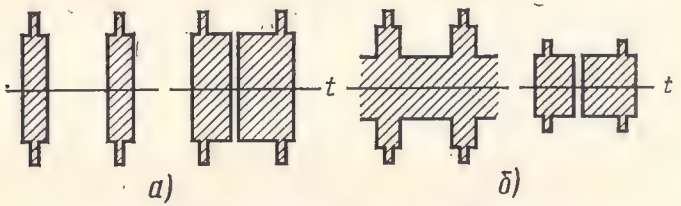


Рис. 8.13. Использование мощности усилителей:
а) при передаче постоянной составляющей; *б)* без передачи постоянной составляющей

восстановлена, то размах модулированного сигнала при передаче белого будет значительно большим, чем при передаче черного (рис. 8.13б). При передаче с ПС величина полезной огибающей (при глубине модуляции 100%) будет примерно в 1,5 раза больше, чем при передаче без ПС (рис. 8.13*б*).

Передачу перемодулированного сигнала без фиксации уровня синхроимпульсов практически не удается обеспечить, так как не обеспечивается изменение фазы тока несущей частоты сигнала на 180° при скачке яркости от черного к белому и наоборот. Следовательно, для работы с глубиной модуляции 150% на входе первого модулятора ПС видеосигнала должна быть восстановлена. Если на входе модулятора потенциал фиксации уровня синхроимпульсов равен потенциалу при отсутствии передачи, то размах немодулированного

тока несущей частоты будет равен размаху модулированного сигнала ТВ. Мощность немодулированного тока несущей частоты можно снизить, изменяя потенциал на входе модулятора во время паузы по отношению к потенциалу фиксации.

Низкочастотные помехи возникают в соединительных кабелях оборудования телецентров и в кабелях между аппаратной телецентра и аппаратной междугородного вещания. Такие помехи возникают и в усилителях (при дистанционном питании переменным напряжением) за счет паразитной модуляции тока несущей частоты токами гармоник питающего напряжения. Эти помехи ослабляются при восстановлении ПС в пунктах переприема по видеочастоте.

Принцип действия схемы восстановления постоянной составляющей (ВПС) поясняется на рис. 8.14. Импульсный ключ K (например, управляемый диод) замыкается в строго определенные моменты на короткое время с помощью вспомогательных управляющих импульсов, частота следования которых равна частоте строк f_c. Допустим, что ключ K замыкается на время прохождения плоской части синхроимпульсов. В этом случае уровень синхроимпульса в точке *2* будет приводиться к значению E_{g0} (в частном случае, к потенциалу «земли», если $E_{g0}=0$). Если от источника поступает видеосигнал с утерянной ПС, то в точке *2* она будет восстанавливаться благодаря фиксации уровня синхроимпульсов.

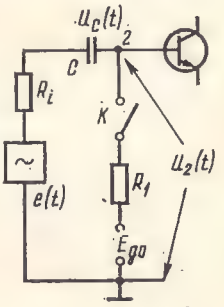


Рис. 8.14. Схема, поясняющая работу фиксатора уровня

Допустим, что на вход фиксирующей схемы поступает сумма напряжений (рис. 8.15*а*) сигнала и синусоидальной помехи, равная $e(t)=e_c(t)+e_п(t)$, и ключ фиксатора идеален ($R_1=0$), т. е. время его замыкания бесконечно мало, а внутреннее сопротивление источников сигнала и помехи $R_i=0$. Заряд конденсатора C при таких условиях происходит мгновенно. Напряжения $u_2(t)$ в точке *2* и $u_c(t)$ на пластинах конденсатора графически показаны на рис. 8.15*б* и *в*. Кривая помехи на входе параллельна «огибающей» вершин импульсов. На-

пряжение на конденсаторе неизменно в течение времени между двумя замыканиями ключа K и изменяется скачкообразно в момент замыкания ключа. Напряжение $u_2(t)$ представляет собой сумму значений $e(t)$ и $u_c(t)$. Из графика для $u_2(t)$ следует, что фиксатор не допускает накопления помехи от строки к строке.

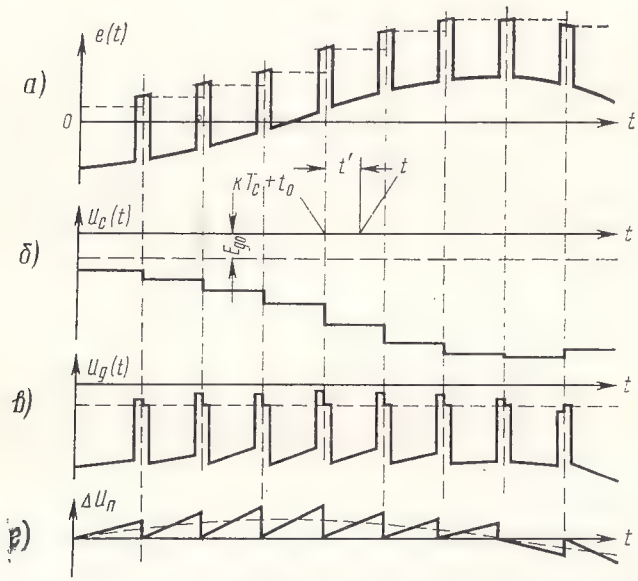


Рис. 8.15. Напряжения в схеме фиксатора уровня: *а*) на входе; *б*) на конденсаторе; *в*) на выходе; *г*) напряжение остатка помехи на выходе

На рис. 8.15*г* в несколько увеличенном масштабе показан остаток помехи $\Delta u_п$ на выходе фиксатора, содержащейся в $u_2(t)$. Очевидно, что остаток помехи $\Delta u_п$ равен нулю в моменты замыкания ключа ($t=kT_c+t_0$) и возрастает к концу строки. Это напряжение состоит из остатка напряжения низкочастотной помехи (пунктирная кривая на рис. 8.15*г*) и напряжения составляющих частоты f_c и ее гармоник.

Определим амплитуду остатка низкочастотной помехи. Абсолютная величина остатка помехи $\Delta u_п$ в момент времени $t=kT_c+t_0+t'$, где $kT_c+t_0<t'<(k+1)T_c+t_0$,

как показано на рис. 8.15*г*, равна величине изменения помехи за время t'. Следовательно,

$$\Delta U_{\text{п}} = U_{\text{п}(t=kT_{\text{с}}+t_0+t')} - U_{\text{п}(t=kT_{\text{с}}+t_0)}$$

или

$$|\Delta u_{\text{п}}| = U_{\text{п}} \sin \Omega_{\text{п}} (k T_{\text{с}} + t_0 + t') - U_{\text{п}} \sin \Omega_{\text{п}} (k T_{\text{с}} + t_0) =$$
$$= U_{\text{п}} \cdot 2 \sin \frac{\Omega_{\text{п}} t'}{2} \cos \Omega_{\text{п}} \left(kT_{\text{с}} + t_0 + \frac{t'}{2} \right).$$

Учитывая, что $t=kT_{\text{с}}+t_0+t'$, определим максимальное значение помехи в момент времени $t'_{\text{макс}}=T_{\text{с}}$:

$$|\Delta U_{\text{п}}|_{\text{макс}} = 2 U_{\text{п}} \sin \frac{\Omega_{\text{п}} T_{\text{с}}}{2} \cos \Omega_{\text{п}} \left(t - \frac{T_{\text{с}}}{2} \right).$$

Согласно рис. 8.15*г* амплитуда низкочастотной составляющей помехи равна 0,5 $(|\Delta U_{\text{п}})_{\text{макс}}$, т. е.

$$U_{\text{п}} \sin \frac{\Omega_{\text{п}} T_{\text{с}}}{2} = U_{\text{п}} \sin \frac{\pi F_{\text{п}}}{f_{\text{с}}} \approx U_{\text{п}} \frac{\pi F_{\text{п}}}{f_{\text{с}}},$$

так как для помехи низкой частоты $F_{\text{п}} \ll f_{\text{с}}$. Таким образом, идеальный фиксатор уровня ослабляет помеху в $f_{\text{с}}/\pi F_{\text{п}}$ раз и сдвигает помеху по фазе примерно на 90°. Чем выше частота помехи, тем меньше она ослабляется (рис. 8.16) и при $F_{\text{п}}=0{,}5\, f_{\text{с}}$ помеха не ослабляется совсем. Помехи частотой $F'_{\text{п}} > f_{\text{с}}$ не ослабляются фиксатором уровня и создают на его выходе низкочастотную помеху с частотой $F_{\text{п}}=F'_{\text{п}}-mf_{\text{с}}$, где $mf_{\text{с}}$—ближайшая к высокочастотной помехе гармоника частоты строк.

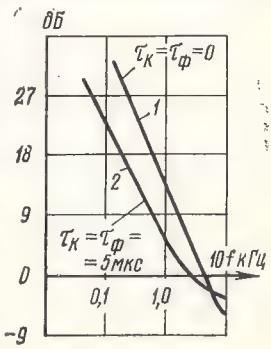


Рис. 8.16. Ослабление низкочастотных помех идеальным (*1*) и реальным (*2*) фиксатором уровня

Реальный фиксатор уровня характеризуется определенной постоянной времени $\tau_ф=(R_1+R_i)C=RC$. Время $\tau_к$, в течение которого электронный ключ фиксатора замкнут, также имеет определенную величину. Так, если фиксируется вершина синхроимпульса, то время замыкания ключа $\tau_к$ равно длительности синхроимпульса (5,0 мкс). Величина подавления низкочастотных помех зависит (рис. 8.16) от значения $\tau_ф$ и отношения $\tau_ф/\tau_к$. Обычно $\tau_ф \approx \tau_к$.

В идеальном фиксаторе заряд (разряд) конденсатора C происходит мгновенно, и поэтому изменение «ступенчатого» напряжения на его пластинах (рис. 8.15*б*) точно соответствует изменению помехи за предыдущую строку (с обратным знаком). В реальном фиксаторе заряд или разряд конденсатора происходит в течение времени $\tau_к$ (пока ключ замкнут). Низкочастотная помеха в нем ослабляется меньше, чем в идеальном фиксаторе уровня (помеха 50 Гц ослабляется примерно в 15—20 раз, рис. 8.16).

В практике передачи сигналов ТВ используются неуправляемые (простые) и управляемые схемы фиксации уровня. Неуправляемая схема представляет собой пиковый детектор. Роль электронного ключа в таких схемах (рис. 8.17*а, б*) выполняет диод $Д$, который открывается импульсами синхронизации самого передаваемого видеосигнала. За время прохождения синхроимпульса конденсатор C заряжается током видеосигнала и в точке o устанавливается потенциал фиксации («земля» в схеме 8.17*а* и U_0 в 8.17*б*). Во время прохождения строки из-за разряда конденсатора C через резистор с большим сопротивлением (R' и R'' в схеме рис. 8.17*б*) диод запирается. В результате медленного разряда конденсатора C потенциал точки o мало изменяется до прихода следующего синхроимпульса. Делитель напряжения R', R'' и стабилитрон D_1 обеспечивают требуемый режим для отпирания диода импульсом синхронизации. Неуправляемые схемы ВПС могут работать от видеосигналов с размахом в несколько вольт и сильно искажают форму синхроимпульсов передаваемого сигнала. Такие схемы применяются в телевизорах (где видеосигнал не подлежит дальнейшей передаче) и в аппаратуре станций ТВ (в схемах формирования управляющих импульсов). Для ВПС в тракте передачи видеосигналов используются управляемые схемы мостового типа.

В управляемых схемах электронный ключ содержит два или четыре диода (рис. 8.17*в, г*), которые открываются управляющими импульсами, синхронными с импульсами синхронизации строк передаваемого видеосигнала. В качестве управляющих импульсов может быть использована либо последовательность импульсов, аналогичная синхроимпульсам передаваемого видеосигнала, либо последовательность, содержащая

только *П*-импульсы строчной частоты. В первом случае управляющие импульсы можно выделить путем амплитудной селекции из передаваемого видеосигнала; во втором случае импульсы строчной синхронизации видеосигнала подаются на блокинг-генератор, с выхода

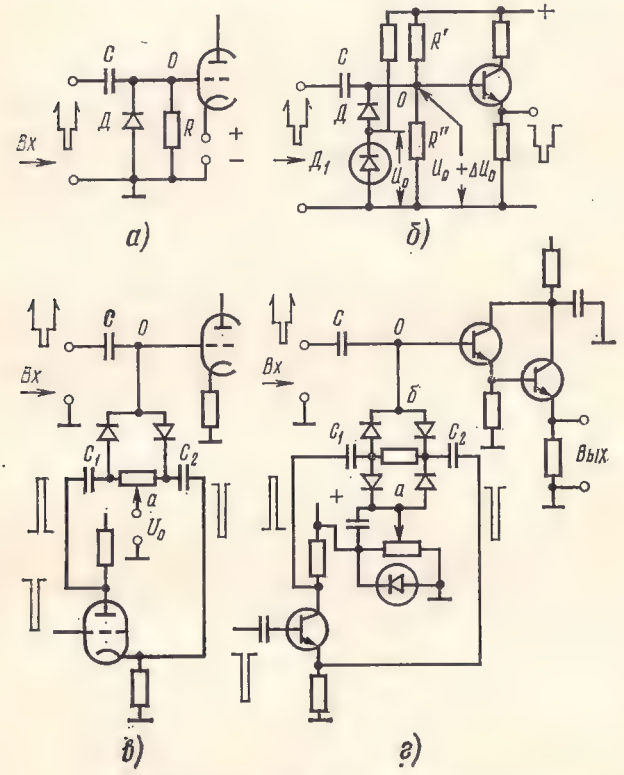


Рис. 8.17. Схемы фиксации уровня:
а), б) неуправляемые; *в), г)* управляемые

которого импульсы после формирования используются для управления работой ключа схемы ВПС. С помощью таких управляющих импульсов можно фиксировать либо уровень вершин синхроимпульсов, либо уровень черного (во время прохождения задней площадки импульса гашения строки). Управляющие импульсы разной полярности (во время прохождения синхроимпуль-

сов строк) через конденсаторы C_1, C_2 открывают диоды ключа. Сопротивление диодов становится малым и потенциал точки *о* становится равным U_0 (рис. 8.17*в*, *г*). Точки *а* и *б* сбалансированной схемы диодного моста эквипотенциальны и вершины синхроимпульсов видеосигнала «привязываются» к уровню U_0. Во время прохождения строки (сигнала изображения) диоды заперты вследствие разряда конденсаторов C_1, C_2 и большое сопротивление запертых диодов препятствует разряду конденсатора C_g. Диодная схема должна быть хорошо сбалансирована, чтобы управляющие импульсы (их амплитуда обычно составляет 2—5 В) не создавали существенной разности напряжений между точками *а* и *б*, которая добавится к передаваемому видеосигналу.

Для удовлетворительной работы устройства ВПС требуется, чтобы время заряда конденсатора C_g было малым, а время разряда (при закрытых диодах) большим. Поэтому целесообразно, чтобы предварительный видеоусилитель заканчивался эмиттерным повторителем (с малым выходным сопротивлением), а выходной каскад был эмиттерным повторителем с большим входным сопротивлением. На рис. 8.17*г* показана схема ВПС, в которой выходной каскад выполнен в виде составного эмиттерного повторителя, что значительно повышает его входное сопротивление.

8.4. Выбор точных значений несущих и контрольных частот

Влияние ряда нелинейных помех в каналах ТЧ и ТВ зависит от значения несущей частоты канала ТВ. Известно, что наиболее строгая норма предъявляется к помехе от внятного перехода между каналами ТЧ. Чтобы исключить появление внятных переходов за счет нелинейного взаимодействия токов каналов ТЧ с током несущей частоты канала ТВ, последняя не должна быть кратна частоте 4 кГц. В системе К-1920 в канал ТВ попадает гармоника $2f_л$, а в каналы ТЧ — помехи вида $f_л - f_{мс}$. Во время разработки этой системы в телефонных аппаратах использовались микрофоны с такой частотной характеристикой чувствительности, что основная мощность разговорного тока приходилась на область частот 800—1000 Гц. Если в линейном спектре передаются нижние боковые полосы от виртуальных ча-

стот каналов ТЧ (кратных 4 кГц), то основная мощность токов располагается вблизи частот ($f_{\text{вирт}}$—900 Гц) = = (4000 q — 900 Гц), где q — целое число. Несущая частота телевизионного канала $f_{\text{л}}$=2491,1 кГц ниже ближайшей гармоники частоты 4 кГц на 900 Гц. Поэтому значительная часть мощности помехи вида $f_{\text{л}}$ — $f_{\text{мс}}$ попадает в область расфильтровки двух соседних каналов ТЧ и ослабляется канальными фильтрами. Это имеет место и при использовании современных микрофонов, но в меньшей степени. Псофометрическая мощность помехи снижается и благодаря тому, что большая часть мощности помехи попадает на края рабочей полосы частот канала ТЧ.

Визуальный эффект помехи $2f_{\text{л}}$ в канале ТВ (после демодуляции частота помехи $f_{\text{л}}$) будет тем слабее, чем ближе $f_{\text{л}}$ к значению $\left(k+\frac{1}{2}\right) f_{\text{с}}$, т. е. к средине промежутка между двумя гармониками частоты строк (см. гл. 5). Выбранное значение $f_{\text{л}}$=2491,1 кГц обеспечивает и это требование. Если многоканальный сигнал расположен выше сигнала ТВ (например, в системе К-3600), то при $f_{\text{л}}$=2491,1 кГц канальные фильтры будут значительно ослаблять одну из двух основных помех ($f_{\text{мс}} - f_{\text{л}}$ или $f_{\text{мс}} + f_{\text{л}}$) в зависимости от того, какие боковые полосы от виртуальных частот передаются по линейному тракту — верхние или нижние.

В системах с линейным спектром частот до 60 МГц несущие частоты каналов ТВ также не должны быть кратны 4 кГц, а несущие частоты верхних каналов ТВ не должны быть гармониками несущих частот нижних каналов ТВ. Желательно, чтобы расстояния между несущими частотами соседних каналов ТВ были неодинаковыми. Это исключит совпадение наиболее мощных помех вида А+В—С с несущей частотой какого-либо канала.

При выборе контрольных частот необходимо учитывать следующее: токи контрольных частот могут создавать помеху в канале ТВ при недостаточном подавлении кварцевым режекторным фильтром в месте приема или при их нелинейном взаимодействии с током несущей частоты канала ТВ. Кроме того, может вносить искажения и сам режекторный фильтр. Поэтому лучше, если контрольная частота находится вне телевизионно-

го канала. При размещении контрольной частоты в канале ТВ она должна быть достаточно удалена от линейной несущей частоты (на 2,5 МГц и более) и от цветовых поднесущих. С учетом этого в системе К-1920 основная контрольная частота выбрана равной 5974 кГц. Чем ближе контрольная частота к средине промежутка между двумя гармониками частоты строк, тем слабее будут влиять искажения, вносимые режекторным фильтром.

9

ГЛАВА

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ И РАСЧЕТ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ ТВ И ТЧ

9.1. Общие замечания

Основную загрузку трактов систем на 1920 и 3600 каналов составляют сигналы ТЧ. Поэтому линейность усилителей тракта должна обеспечивать возможность использования всего линейного спектра частот системы для передачи сигналов ТЧ (при условии выполнения требуемого отношения сигнал/помеха в любом из каналов).

Если допустимые (по норме) шумы в каналах ТЧ малы (например, 1 пВт/км), требования к линейности усилителей при совместной передаче сигналов ТЧ и ТВ могут оказаться более жесткими, чем требования при передаче только сигналов ТЧ. При передаче сигналов ТВ не по всем парам многопарного кабеля (количество пар более шести) экономически целесообразно требования к усилителям определить условием передачи сигналов ТЧ. В каналах ТЧ, организуемых совместно с каналом ТВ, норму на шумы можно выполнить, уменьшая число сигналов ТЧ. Можно также пойти на повышение шума в каналах ТЧ (например, до 2—3 пВт/км вместо 1 пВт/км), не уменьшая числа каналов ТЧ, организуемых совместно с каналом ТВ.

В системе передачи, работающей по четырехпарному кабелю, при относительно небольшом числе кана-

лов ТЧ, организуемых совместно с каналом ТВ (например, 300 каналов ТЧ и один канал ТВ в системе К-1920), линейные усилители должны обеспечивать возможность передачи как сигналов ТЧ, так и сигналов ТЧ и ТВ совместно. Во всех случаях необходимо оценить, насколько требования к линейности усилителей при совместной передаче сигналов ТЧ и ТВ отличаются от требований при передаче только сигналов ТЧ и по результатам этой оценки решать вопрос о том, какие требования к линейности усилителей целесообразно предъявить.

9.2. Определение оптимального режима загрузки усилителей при передаче сигналов ТЧ во всем линейном спектре частот

Шумы линейного тракта в канале ТЧ обусловлены флуктуационными шумами усилителей и кабеля и нелинейными (модуляционными) шумами второго и третьего порядков, возникающими в результате нелинейности характеристик усилителей. Поскольку флуктуационные шумы неравномерно распределены по линейному спектру частот (увеличиваются с повышением частоты), вводится предыскажение уровней передачи в каналах ТЧ. На выходе линейного усилителя сигналы ТЧ верхних каналов имеют более высокий уровень, чем сигналы ТЧ нижних каналов. Форма оптимального предыскажения уровней передачи каналов ТЧ уточняется при испытании опытного участка магистрали, а при предварительном расчете ограничиваются рассмотрением линейного предыскажения уровней передачи каналов ТЧ. Поверочный расчет распределения суммарных шумов по линейному спектру позволяет определить целесообразность отклонения от линейного предыскажения в какой-либо части линейного спектра частот.

Исходными данными для расчета являются: максимальная длина магистрали L, длина усилительного участка l км, число усилителей на одном обслуживаемом участке N, число участков ОУП — ОУП(M), граничные частоты линейного спектра системы (f_1 и f_2), число каналов ТЧ n и допустимая мощность шума в канале ТЧ, отнесенная к одному километру магистрали (обычно в пределах 1—3 пВт/км). Длина усилительного участка может быть заранее известна, так как для

более широкополосной системы она определяется как результат деления пополам длины участка ранее внедренной системы передачи по коаксиальному кабелю. Если l не задано, то производится расчет для участков разной длины и по его результатам определяется наиболее целесообразная длина усилительного участка.

При расчете мощности допустимого в канале ТЧ шума отдельно определяют мощность флуктуационного и нелинейного шумов. В любом реальном усилителе при заданном уровне передачи каналов ТЧ может быть только одно и вполне определенное соотношение между мощностью нелинейных продуктов второго и третьего порядков в данном канале ТЧ. Это соотношение однозначно связано с величиной разности затуханий третьей и второй гармоник на выходе усилителя (при нулевом выходном уровне полезного сигнала). Поэтому при расчете допустимой нелинейности усилителей целесообразно исходить из величины разности $a_{г30} - a_{г20}$. При таком подходе определяемая величина затухания гармоник на выходе усилителя будет минимально допустимой. Поскольку разность затуханий гармоник (а следовательно, и соотношение мощностей нелинейных продуктов второго и третьего порядков) изменяется при изменении частоты, расчет производится раздельно для верхнего и нижнего по частоте каналов, а поверочным расчетом определяют защищенность от шума в средних по частоте каналах. При этом необходимо учитывать законы суммирования нелинейных помех вдоль магистрали с большим числом усилителей, а также влияние отклонений диаграммы уровней от номинальных значений и частотной неравномерности остаточного затухания в диапазоне линейных частот.

Разность затуханий третьей и второй гармоник на выходе проектируемого усилителя определяется, главным образом, нелинейными свойствами используемого усилительного элемента. Для ламповых усилителей величина нелинейности элемента указывается в паспортных данных. Для ряда транзисторов величина нелинейности пока не нормирована, и поэтому разность $a_{г30}$—$a_{г20}$ определяется экспериментально в ходе предварительной проработки μ цепи разрабатываемого усилителя (для современных усилителей систем передачи эта величина примерно равна 26—35 дБ). На этапе предварительного проектирования системы с целью оценки

сложности обеспечения той или иной величины шума в каналах ТЧ можно задаться величиной $a_{г30}$—$a_{г20}$ уже разработанных усилителей на аналогичный диапазон линейных частот.

Кроме принятых выше обозначений, для удобства изложения и вывода расчетных формул (L — длина магистрали; l — длина усилительного участка; N — число усилителей между ОУП; M — число обслуживаемых участков и f_1 и f_2 — граничные частоты линейного спектра) введем следующие обозначения: $a_к(f)$ — затухание усилительного участка на частоте f, Нп; $a_в(f)$ — затухание выравнивающего контура на входе усилителя, частично компенсирующего частотную неравномерность затухания участка (в основном в области нижних частот); $S(f)$ — усиление усилителя, Нп; $a_{г20}(f)$, $a_{г30}(f)$ — затухания второй и третьей гармоник на выходе усилителя при нулевом выходном уровне сигнала основной частоты ($f/2$ и $f/3$ соответственно); $p_{(A+B)}(f)$, $p_{(A-B)}(f)$, $p_{(A+B-C)}(f)$ — уровни соответствующих нелинейных продуктов, Нп; Δp — величина линейного предыскажения уровней передачи каналов ТЧ; $\gamma=\Delta p/(f_2-f_1)$ — крутизна предыскажения уровней, Нп/Гц; $\Delta f=3100$ Гц — рабочая полоса частот канала ТЧ; $\Delta f'=(f_2-f_1)n$ — полоса частот, приходящаяся на один канал ТЧ; $p_{к.н.ср}$ — уровень средней мощности нижнего канала ТЧ на выходе усилителя; $p_{ф.ш.к}$, $p_{ф.ш.кL}$ — уровни флуктуационных («собственных») шумов в канале ТЧ на выходе усилителя и магистрали соответственно; $\Delta П_2$, $\Delta П_3$ — величина повышения уровня помехи (второго и третьего порядков) на выходе магистрали по отношению к уровню этой помехи на выходе отдельного усилителя.

Уровень флуктуационных шумов в полосе частот канала ТЧ на выходе усилителя

$$p_{ф.ш.к} = p_{ш.вх} + S(t), \qquad (9.1)$$

где $p_{ш.вх}$ — уровень шумов усилителя в полосе частот канала ТЧ, отнесенный к входу усилителя, замкнутому на сопротивление 75 Ом (волновое сопротивление кабеля). Обычно $p_{ш.вх}=-132$ дБ. Очевидно, что $|S(t)|=a_к(f)+a_в(f)$.

Уровень флуктуационных шумов на выходе последнего усилителя магистрали

$$p_{\text{ф.ш.к}L} = p_{\text{ф.ш.к}} + \frac{1}{2}\ln\frac{L}{l} + \Delta p_{\text{ф.ш}}, \qquad (9.2)$$

где $\Delta p_{\text{ф.ш}}$ — увеличение шума вследствие неравномерности АЧХ, разброса длин участков, неточности диаграммы уровней и температурных влияний в кабеле. Величина $\Delta p_{\text{ф.ш}}$ зависит от ряда обстоятельств, в частности, от числа каналов в системе и составляет 2,5—3,5 дБ.

Уровни нелинейных помех в любом канале ТЧ со средней частотой $f_{\text{п}}$ согласно формулам, приведенным в [37, 38], могут быть определены в следующем виде:

при $2f_1 \leqslant f_{\text{п}} \leqslant f_2$

$$p_{(A+B)\,\text{к}}(f_{\text{п}}) = 2p_{\text{к.н.ср}} - a_{\text{г}\,20}(f_{\text{п}}) + 0{,}35 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \ln\Delta f' + \gamma(f_{\text{п}} - 2f_1) + \frac{1}{2}\ln(2f_2 - f_{\text{п}}); \qquad (9.3)$$

при $f_1 \leqslant f_{\text{п}} \leqslant f_2 - f_1$

$$p_{(A-B)\text{к}}(f_{\text{п}}) = 2p_{\text{к.н.ср}} - a_{\text{г}\,20}(f_{\text{п}}) + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \ln\Delta f' + \\ + \gamma f_{\text{п}} - \frac{\ln\gamma}{2} + \frac{1}{2}\ln\left[e^{4\gamma(f_2 - f_1 - f_{\text{п}})} - 1\right]; \qquad (9.4)$$

при $f_1 \leqslant f_{\text{п}} \leqslant f_2$

$$p_{(A+B-C)\,\text{к}}(f_{\text{п}}) = 3p_{\text{к.н.ср}} - a_{\text{г}\,30}(f_{\text{п}}) + 1{,}45 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \frac{3}{2}\ln\Delta f' + \ln\frac{1}{4\gamma} + \frac{1}{2}\ln\left\{e^{2\gamma(f_{\text{п}} - f_1)}\left[4\gamma(f_1 - f_{\text{п}}) + 1\right] + \right. \\ \left. + e^{2\gamma(f_{\text{п}} + 2f_2 - 3f_1)}\left[4\gamma(f_2 - f_{\text{п}}) + 1\right] - 2e^{2\gamma(2f_2 - f_1 - f_{\text{п}})}\right\}. \qquad (9.5)$$

Первый и третий члены в скобках выражения (9.5) обычно малы по сравнению со вторым членом. Для верхнего канала ТЧ (при $f_{\text{п}} = f_2$) уровни помех соответственно равны:

$$p_{(A+B)\,\text{к}}(f_2) = 2p_{\text{к.н.ср}} - a_{\text{г}\,20}(f_2) + 0{,}35 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \ln\Delta f' + \gamma(f_2 - 2f_1) + \frac{1}{2}\ln f_2; \qquad (9.6)$$

$$p_{(A+B-C)\text{к}}(f_{\text{п}}) = 3p_{\text{к.н.ср}} - a_{\text{г}\,30}(f_2) + 1{,}45 + \frac{1}{2}\ln\Delta f -$$

$$-\frac{3}{2}\ln\Delta f' + \ln\frac{1}{4\gamma} + \frac{1}{2}\ln\left[e^{6\Delta p} - e^{2\Delta p}(4\Delta p + 1)\right]; \quad (9.7)$$

для нижнего канала ТЧ (при $f_п = f_1$)

$$p_{(A-B)к}(f_1) = 2p_{к.н.ср} - a_{г\,20}(f_1) + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \ln\Delta f' + \gamma f_1 + \frac{1}{2}\ln\left[e^{4\gamma(f_2-2f_1)} - 1\right]; \quad (9.8)$$

$$p_{(A+B-C)к}(f_1) = 3p_{к.н.ср} - a_{г\,30}(f_1) + 1{,}45 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \frac{3}{2}\ln\Delta f' + \ln\frac{1}{4\gamma} + \frac{1}{2}\ln\left[1 + e^{4\Delta p}(4\Delta p - 1)\right]. \quad (9.9)$$

Зная допустимые уровни помех $p_{(A-B)к}$, $p_{(A+B)к}$ и $p_{(A+B-C)к}$, из ф-л (9.6) — (9.9) просто определить минимально допустимую величину затухания гармоник в усилителе на краях линейного спектра частот. Для верхнего канала разность уровней помех второго и третьего порядков на выходе усилителя

$$d_в = p_{(A+B)к}(f_2) - p_{(A+B-C)к}(f_2) = \left[a^{*}_{г\,30}(f_2) - a_{г\,20}(f_2)\right] - 1{,}1 - p_{к.н.ср} + \gamma(f_2 - 2f_1) + \frac{1}{2}\ln\Delta f' + \frac{1}{2}\ln(f_2 - 2f_1) - \ln\frac{1}{4\gamma} - \frac{1}{2}\ln\left[e^{6\Delta p} - e^{2\Delta p}(4\Delta p + 1)\right]. \quad (9.10)$$

Разность уровней этих помех на выходе магистрали

$$d_{Lв} = d_в + (\Delta П_2 - \Delta П_3), \quad (9.11)$$

где $\Delta П_2 = \frac{1}{2}\ln\frac{L}{l} = \frac{1}{2}\ln(MN)$, а $\Delta П_3$ зависит от условий сложения помех вида $A+B-C$ на магистрали. При линейной фазовой характеристике усилителей в рабочем диапазоне частот $\Delta П_3 = \ln(MN)$. Если фазовые искажения усилителей значительны, а групповое время участка ОУП—ОУП выравнено с высокой точностью, то $\Delta П_3 \approx \frac{1}{2}\ln N + \ln M$, если же фазовые искажения усилителей малы, а точность выравнивания участка ОУП—ОУП невысока, $\Delta П_3 \approx \ln N + \frac{1}{2}\ln M$.

Для нижнего канала разность уровней помех второго и третьего порядков на выходе усилителя

$$d_{\text{н}} = p_{(A-B)\text{к}}(f_1) - p_{(A+B-C)\text{к}}(f_1) = [a_{\text{г}\,30}(f_1) - a_{\text{г}\,20}(f_1)] -$$

$$- 0{,}75 - p_{\text{к.н.ср}} + \frac{1}{2}\ln\Delta f' + \gamma f_1 - \frac{1}{2}\ln\frac{1}{4\gamma} +$$

$$+ \frac{1}{2}\ln[\,e^{4\gamma(f_2-2f_1)} - 1] - \frac{1}{2}\ln[\,e^{4\Delta p}(4\Delta p - 1) + 1]. \quad (9.12)$$

Разность уровней этих помех на выходе магистрали

$$d_{L\text{н}} = d_{\text{н}} + (\Delta\Pi_2 - \Delta\Pi_3). \quad (9.13)$$

Порядок расчета требований к линейности усилителей может быть следующим:

1. Определяют с помощью ф-л (9.1) и (9.2) уровни флуктуационных шумов $p_{\text{ф.ш.к}L}$ в нижнем, верхнем и среднем каналах при данной длине усилительного участка на выходе магистрали. Желательно, чтобы затухание выравнивающего контура на входе усилителя $a_{\text{в}}(f)$, используемого для частичной компенсации изменения затухания участка по частоте, было небольшим. Наличие контура вообще нежелательно, так как он повышает шум в нижних каналах. Однако контур применяют в тех случаях, когда не удается полностью компенсировать наклон частотной характеристики затухания кабеля в схеме усилителя (например, в цепи обратной связи).

2. Исходя из заданной нормы на псофометрическую величину суммарного шума, вносимого линейным трактом в канал ТЧ (например, 2500 пВт при L=2500 км в точке относительного нулевого уровня, т. е. 1 пВт/км), определяют минимально допустимые уровни передачи верхнего и нижнего каналов ($p_{\text{в.мин}}$, $p_{\text{н.мин}}$) при условии, что вся норма отводится на флуктуационные шумы (при идеально линейных усилителях). Эффективная мощность шумов в точке нулевого уровня (в данном примере) должна быть не более $P_{\text{эф.ш}} \leqslant 2500/0{,}75^2 =$ =4450 пВт (0,75 — псофометрический коэффициент шума). Этой мощности соответствует уровень шума в точке нулевого уровня $p_{\text{ф.ш}} = -53{,}7$ дБ. Минимально допустимый уровень передачи верхнего канала (при идеально линейных усилителях) $p_{\text{в.мин}} = p_{\text{ф.ш.к}L}(f_2) - p_{\text{ф.ш}}$. Аналогично определяют и $p_{\text{н.мин}}$ при значении $p_{\text{ф.ш.к}L}$ на частоте f_1.

3. Задаются четырьмя или пятью уровнями передачи, начиная от $p_{\text{в}} = p_{\text{в.мин}} + 0{,}1$ Нп до $p_{\text{в}} = p_{\text{в.мин}} + (0{,}4 \div$

÷0,5) Нп, и для каждого значения уровня определяем псофометрическую мощность флуктуационных шумов верхнего канала ТЧ в точке нулевого уровня. Очевидно, что для данного уровня передачи $p_в$ уровень псофометрического флуктуационного шума в точке нулевого уровня будет равен $p_{ф.ш.псоф}=p_{ф.ш.кL}(f_2)-p_в+\ln 0{,}75$, а псофометрическая мощность шума $P_{ф.ш.псоф}=e^{2p_{ф.ш.псоф}}$, пВт.

Целесообразность расчета с помощью четырех-пяти значений уровней заключается в следующем: при работе с уровнем передачи $p_{в.мин}$ затухание гармоник в усилителе должно быть бесконечным. При повышении $p_в$ требуемые затухания гармоник будут изменяться от ∞ до некоторого минимума, а затем опять начнут возрастать. При повышении уровня передачи более чем на 3 дБ по отношению к $p_{в.мин}$ флуктуационные шумы будут составлять уже менее половины допустимой мощности общего шума в канале ТЧ. Таким образом можно будет определить тот уровень передачи $p_в$, при котором требования к величинам $a_{г20}(f_2)$ и $a_{г30}(f_2)$ будут минимальными.

4. Задаются величиной предыскажения уровней передачи Δp каналов ТЧ. Для первого варианта расчета целесообразно принять $\Delta p \approx (p_{в.мин}-p_{н.мин})$ — 0,5 Нп, но не более 1,5 Нп. Затем (см. п. 17) величина Δp уточняется.

5. Задаются величиной разности затуханий гармоник на выходе усилителя $a_{г30}(f_2)$ — $a_{г20}(f_2)$ на частоте f_2. Эта величина определяется либо по паспортным данным, либо экспериментально на начальном этапе проработки усилителя.

6. Определяют разность уровней помех второго и третьего порядков по ф-лам (9.10) и (9.11) на выходе магистрали. Расчет целесообразно провести в двух вариантах, учитывающих разные условия сложения помех вида $A+B-C$ вдоль магистрали ($\Delta П_3=\frac{1}{2}\ln N+\ln M$ и $\Delta П_3=\ln N+\frac{1}{2}\ln M$).

7. Вычитая из общей псофометрической мощности помех в канале ТЧ (например, 2500 пВт) псофометрическую мощность флуктуационной помехи $P_{ф.ш.псоф}$ (см. п. 3) и учитывая псофометрический коэффициент 0,75,

определяют допустимую мощность нелинейных помех в точке нулевого уровня на выходе магистрали

$$P_{\text{н.ш}} = P_{(A+B)\,L}(f_2) + P_{(A+B-C)L}(f_2) = (2500 - P_{\text{ф.ш.псоф}})\frac{1}{0{,}75^2}$$

для уровней передачи $p_{\text{в}}$, рассчитанных в п. 3.

8. Определяют допустимую мощность и уровни помех вида $A+B$ и $A+B-C$ в точке нулевого уровня на выходе магистрали (в верхнем канале ТЧ):

$$P_{(A+B)\,L}(f_2) = \frac{P_{\text{н.ш}}}{1 + e^{2dL_{\text{в}}}}; \quad P_{(A+B-C)L}(f_2) = \\ = P_{\text{н.ш}} - P_{(A+B)L}(f_2); \tag{9.14}$$

$$p_{(A+B)L}(f_2) = \frac{1}{2}\ln P_{(A+B)\,L}(f_2); \quad p_{(A+B-C)L}(f_2) = \\ = \frac{1}{2}\ln P_{(A+B-C)L}(f_2) \tag{9.15}$$

и уровни помех на выходе отдельного усилителя:

$$p_{(A+B)}(f_2) = p_{(A+B)\,L}(f_2) + p_{\text{в}} - \Delta\Pi_2; \tag{9.16}$$

$$p_{(A+B-C)}(f_2) = p_{(A+B-C)L}(f_2) + p_{\text{в}} - \Delta\Pi_3. \tag{9.17}$$

9. Вычисляют требуемое затухание гармоник $a_{\text{г}20}(f_2)$ и $a_{\text{г}30}(f_2)$ на верхнем крае линейного спектра частот (на выходе усилителя):

$$a_{\text{г}20}(f_2) \geqslant 2p_{\text{к.н.ср}} - p_{(A+B)}(f_2) + 0{,}35 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \ln\Delta f' + \gamma(f_2 - 2f_1) + \frac{1}{2}\ln(f_2 - 2f_1); \tag{9.18}$$

$$a_{\text{г}30}(f_2) \geqslant 3p_{\text{к.н.ср}} - p_{(A+B-C)}(f_2) + 1{,}45 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \frac{3}{2}\ln\Delta f' + \ln\frac{1}{4\gamma} + \frac{1}{2}\ln[e^{6\Delta p} - e^{2\Delta p}(4\Delta p + 1)]. \tag{9.19}$$

10. Чтобы определить повышение уровней нелинейных помех за счет неравномерности АЧХ усиления и отклонений диаграммы уровней от номинальной, увеличивают в п. 9 величину требуемого затухания гармоник на $\Delta p_{\text{ш.н}} = 1{,}8 \div 3{,}5$ дБ с учетом особенностей конкретной системы связи.

11. С учетом $\Delta p_{ш.н}$ при указанных в п. 3 уровнях передачи $p_в$ строят график (или составляют таблицу) зависимости требуемого затухания гармоник от $p_в$ и определяют тот уровень передачи в верхнем канале, при котором величины $a_{г20}(f_2)$ и $a_{г30}(f_2)$ минимальны. Примерный вид графика показан на рис. 9.1.

12. Рассчитывают уровень максимальной мощности многоканального сигнала $p_{вых.макс}$ на выходе усилителя

$$p_{вых.макс} = p_{к.н.ср} + 1{,}62 + \frac{1}{2}\ln\frac{e^{2\Delta p}-1}{2\Delta p} + \Delta p_{\Sigma}.$$

Так как $p_{к.н.ср}+1{,}62=p_н=p_в-\Delta p$, то

$$p_{вых.макс} = p_в - \Delta p + \frac{1}{2}\ln\frac{e^{2\Delta p-1}}{2\Delta p} + \Delta p_{\Sigma}, \qquad (9.20)$$

где Δp_{Σ} — величина превышения измерительного уровня одного «усредненного по мощности» канала пиковым уровнем многоканального сигнала.

После этого переходят к расчету необходимого затухания гармоник на нижнем крае линейного спектра частот.

13. Находят псофометрическую мощность флуктуационных шумов $P_{ф.ш.псоф}$ в точке нулевого уровня на выходе магистрали в нижнем канале ТЧ при уровне передачи $p_н=p_в-\Delta p$, где $p_в$ — уровень передачи верхнего канала ТЧ, определенный в п. 11.

14. Определяют допустимую мощность нелинейных помех вида $A-B$ и $A+B-C$, пВт, на выходе магистрали (в точке нулевого уровня) в нижнем канале ТЧ:

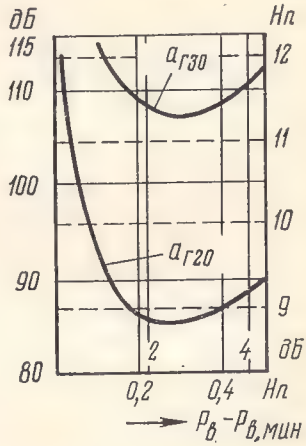


Рис. 9.1. Примерный вид графика зависимости требуемого затухания гармоник от уровня передачи верхнего канала ТЧ

$$P_{н.ш}=P_{(A-B)L}(f_1)+P_{(A+B-C)L}(f_1)=(2500-P_{ф.ш.псоф})\frac{1}{0{,}75^2}. \qquad (9.21)$$

15. Задаются разностью $a_{г30}(f_1)—a_{г20}(f_1)$. Эта величина в усилителях либо равна, либо несколько меньше $a_{г30}(f_2)—a_{г20}(f_2)$. В случае неопределенности задаются двумя-тремя значениями этой разности и проводят два-три варианта расчета. По ф-лам (9.12) и (9.13) определяют разность уровней помех второго и третьего порядков $d_{Lн}$ на выходе нижнего канала ТЧ.

16. Определяют допустимую мощность и уровни помех вида $A—B$ и $A+B—C$ в точке нулевого уровня на выходе магистрали (аналогично п.8):

$$P_{(A-B)\,L}(f_1) = \frac{P_{н.ш}}{1+e^{2d_{Lн}}}; \quad P_{(A+B-C)L}(f_1) = \\ = P_{н.ш} - P_{(A-B)L}(f_1); \tag{9.22}$$

$$p_{(A-B)\,L}(f_1) = \frac{1}{2}\ln P_{(A-B)\,L}(f_1);$$

$$p_{(A+B-C)\,L}(f_1) = \frac{1}{2}\ln P_{(A+B-C)L}(f_1); \tag{9.23}$$

на выходе отдельного усилителя допустимые уровни помех равны

$$\left.\begin{aligned} p_{(A-B)}(f_1) &= p_{(A-B)L}(f_1) + p_н - \Delta П_2; \\ p_{(A+B-C)}(f_1) &= p_{(A+B-C)L}(f_1) + p_н - \Delta П_3. \end{aligned}\right\} \tag{9.24}$$

17. Находят величину требуемого затухания гармоник:

$$a_{г\,20}(f_1) \geqslant 2p_{к.н.ср} - p_{(A-B)}(f_1) + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \ln\Delta f' + \gamma f_1 + \frac{1}{2}\ln\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{2}\ln\left[e^{4\gamma(f_3-2f_1)} - 1\right]; \tag{9.25}$$

$$a_{г\,30}(f_1) \geqslant 3p_{к.н.ср} - p_{(A+B-C)}(f_1) + 1{,}45 + \frac{1}{2}\ln\Delta f - \\ - \frac{3}{2}\ln\Delta f' + \ln\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{2}\ln\left[e^{4\Delta p}(4\Delta p - 1) + 1\right]. \tag{9.26}$$

Если изменения затухания гармоник по частоте $a_{г20}(f_1)—a_{г20}(f_2)$ или $a_{г30}(f_1)—a_{г30}(f_2)$ слишком велики и трудно реализуемы, следует уменьшить величину предыскажения уровней передачи Δp каналов ТЧ. При уменьшении Δp возрастут требования к $a_{г20}(f_2)$ и $a_{г30}(f_2)$ и снизятся требования к $a_{г20}(f_1)$ и $a_{г30}(f_1)$ и, на-

оборот, увеличивая Δp, можно облегчить требования к затуханию гармоник на верхнем крае линейного спектра частот за счет повышения их на нижнем крае линейного спектра частот системы. Пример расчета линейности усилителей системы на 3600 каналов ТЧ приведен в [38].

9.3. Расчет отношения сигнал/помеха и определение уровня передачи телевидения в системах связи с одним каналом ТВ

Будем различать системы с относительно небольшим числом каналов ТЧ (сигналы ТЧ занимают менее 20% линейного спектра частот) и системы с относительно большим числом каналов ТЧ (сигналы ТЧ занимают до 50% линейного спектра частот). К системам первого типа можно отнести систему К-1920 (300 каналов ТЧ), линейный спектр частот которой простирается от 0,3 до 8,5 МГц. Поскольку передача сигналов телевидения в области частот ниже 1,0—1,5 МГц весьма затруднительна (см. гл. 2), передача их осуществляется в диапазоне частот 1,9—8,5 МГц, а в диапазоне частот 312—1548 кГц организуются 300 каналов ТЧ. Требования к линейности усилителей в такой системе, оптимальные уровни передачи сигналов и отношения сигнал/помеха в каналах ТЧ и ТВ могут быть определены в следующем порядке:

1. В соответствии с методикой, изложенной в § 9.2, определяют величину затухания гармоник $a_{г20}(f_1)$, $a_{г20}(f_2)$, $a_{г30}(f_1)$, $a_{г30}(f_2)$ исходя из условия передачи сигналов ТЧ во всем линейном спектре частот. При этом в зависимости от требований к линейному тракту принимают допустимую величину его шумов в канале ТЧ (в точке нулевого уровня) 1—2 пВт/км. В результате этого расчета определяются также уровни передачи верхнего и нижнего каналов ТЧ.

2. Определяют уровень флуктуационных шумов (на 1 Гц полосы частот на выходе магистрали) в диапазоне частот канала ТВ [согласно (9.1) и (9.2)] по формуле

$$p_{ф.ш.[1\ Гц]} = p_{ф.ш.к} - \frac{1}{2}\ln \Delta f + \frac{1}{2}\ln \frac{L}{l} + \Delta p_{ф.ш}, \qquad (9.27)$$

где $\Delta f = 3100$ Гц, и строят график распределения этих шумов по частоте (рис. 9.2, кривая *а*).

3. Оценивают шумы от нелинейного взаимодействия сигналов ТЧ (помехи вида $A+B$ и $A+B-C$) в канале ТВ (в полосе 1 Гц). Эти помехи можно вычислить по ф-лам (9.3) и (9.5) в полосе частот Δf канала ТЧ и, вычитая $\frac{1}{2}\ln \Delta f$, определить их в полосе частот 1 Гц. Поскольку число каналов ТЧ невелико, а уровень передачи их в нижней части линейного спектра частот отно-

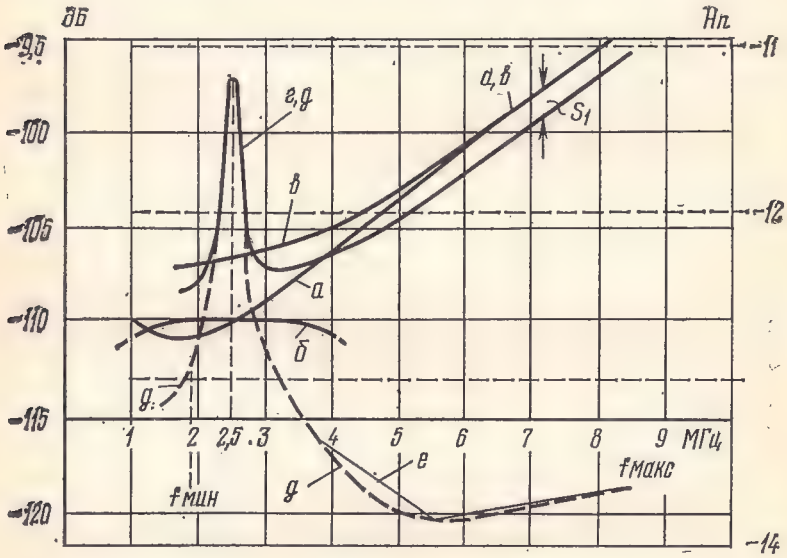


Рис. 9.2. **Графики распределения помех в линейном спектре частот канала ТВ**

сительно низок (порядка —20 дБ), то практически этими помехами в канале ТВ можно пренебречь по сравнению с флуктуационным шумом. Ориентировочно учитывают наличие шумовой помехи в канале ТВ от нелинейного взаимодействия сигналов ТВ и ТЧ (помехи $f_{тв} \pm f_{мс}$ — второго и $f_{тв} \pm f_{1мс} \mp f_{2мс}$ — третьего порядков). Обычно важнее помеха третьего порядка, поскольку она всегда попадает в область несущей частоты канала ТВ и не ослабляется корректором предыскажения на приемной стороне, а, наоборот, усиливается.

При этом считают, что в области частот $f_л \pm f_2$ эти помехи примерно равны флуктуационным шумам и отсутствуют вне этой области частот (кривая *б* на рис. 9.2). В дальнейшем величина этих помех уточняется расчетом.

4. Строят частотную характеристику суммарных шумов канала ТВ на выходе линейного тракта с учетом действия корректора предыскажения в области линейной несущей частоты (КПИ). Желательно, чтобы характеристика КПИ была идентична характеристике в эксплуатируемой аппаратуре, что облегчит транзит сигналов телевидения между системами. В качестве примера на рис. 9.2 кривой *а* показана характеристика флуктуационного шума в канале ТЧ магистрали протяженностью 2500 км, определенная по ф-ле (9.27) (в полосе частот 1 Гц); кривой *в* — характеристика шума с учетом запаса на нелинейный шум; кривой *г* — характеристика шума с учетом влияния корректора предыскажения.

5. Определяют ориентировочную величину взвешенного шума в канале яркости, учитывая рекомендованную МККТТ взвешивающую кривую и интегрируя взвешенный шум в диапазоне частот канала ТВ. На рис. 9.2 кривая *д* отличается от кривой *г* на величину взвешивания. Кривую взвешенного шума аппроксимируют ломаной линией (рис. 9.2, кривая *е*) и вычисляют мощность взвешенного шума по формуле

$$P_{ш.} = \int_{f_{мин}}^{f_1} e^{2\left[p_{ш.мин} + (p_{ш1} - p_{ш.мин})\frac{f - f_{мин}}{f_1 - f_{мин}}\right]} df + \int_{f_1}^{f_2} e^{2\left[p_{ш1} + (p_{ш2} - p_{ш1})\frac{f - f_1}{f_2 - f_1}\right]} df + \ldots + \int_{f_{n-1}}^{f_n = f_{макс}} e^{2\left[p_{ш(n-1)} + (p_{ш.макс} - p_{ш(n-1)})\frac{f - f_{n-1}}{f_{макс} - f_{n-1}}\right]} df. \quad (9.28)$$

Для любого участка ломаной линии, например от f_i до $f_к$, где шум возрастает с повышением частоты, мощность шума

$$P_{\text{ш}\,i} = \int_{f_i}^{f_\text{к}} e^{2\,p_{\text{ш}\,i}}\, e^{2\,(p_{\text{ш.к}} - p_{\text{ш}i})\,\frac{f - f_i}{f_\text{к} - f_i}}\, df.$$

Обозначим $p_{\text{ш.к}} - p_{\text{ш}i} = \Delta p_{\text{ш}i}$, а $f_\text{к} - f_i = \Delta f_i$. Тогда

$$P_{\text{ш}i} = e^{2p_{\text{ш}i}}\, e^{-2\,\Delta p_{\text{ш}i}\,\frac{f_{\text{ш}i}}{\Delta f_{\text{ш}i}}} \int_{f_i}^{f_\text{к}} e^{2\,\frac{\Delta p_{\text{ш}i}}{\Delta f_i}\,f}\, df =$$

$$= e^{2p_{\text{ш}i}}\,\frac{\Delta f_i}{2\,\Delta p_{\text{ш}i}}\left[e^{2\Delta p_{\text{ш}i}} - 1\right]. \qquad (9.29)$$

Если уровень шума с повышением частоты снижается, то $\Delta p_{\text{ш}i}$ отрицательно. Вычислив суммарную мощность взвешенного шума по ф-лам (9.28), (9.29), находим уровень взвешенного шума, дБ;

$$p_{\text{ш.в}} = 10 \lg P_{\text{ш.в}}. \qquad (9.30)$$

6. Исходя из требуемого отношения сигнал/шум, определяют уровень передачи канала ТВ. Норма на взвешенный шум для магистрали протяженностью 2500 км составляет 57 дБ. Для линейного тракта эта норма должна составлять $b_\text{п} = 59$—60 дБ. Таким образом,

$$20 \lg \frac{\text{размах сигнала изображения}}{\text{взвешенное напряжение помех}} \geqslant b_\text{п}.$$

Следовательно, согласно рис. 9.3

$$20 \lg \frac{0{,}65\,U_{\text{огиб}}}{U_{\text{ш.в}}} = 20 \lg \frac{0{,}65\sqrt{2}\,U_\text{н}\,\eta}{U_{\text{ш.в}}} \geqslant b_\text{п}.$$

Так как $20 \lg (U_\text{н}/U_{\text{ш.в}}) = p_\text{ТВ} - p_{\text{ш.в}}$, то ориентировочный уровень передачи сигнала ТВ должен быть не ниже, дБ,

$$p_\text{ТВ} = p_{\text{ш.в}} + b_\text{п} - 20 \lg (0{,}65\sqrt{2}\,\eta).$$

7. С помощью ф-лы (7.3) определяют уровень второй гармоники линейной несущей частоты. По результатам расчета проверяют достаточность глубины предыскажения на линейной несущей частоте.

8. После определения ориентировочного уровня передачи канала ТВ производят расчет помех в каналах ТЧ. Поскольку линейный тракт обеспечивает организацию большого числа каналов ТЧ (например, 1920), то

при 300 каналах ТЧ в нижней части линейного спектра (с относительно низким уровнем на выходе линейных усилителей) величина нелинейных шумов многоканального сигнала будет ничтожно мала и ею можно пренебречь. В каналах ТЧ достаточно учесть флуктуационные шумы, нелинейные помехи от сигнала ТВ и взаимные помехи вида $f_{тв}-f_{мс}$ и $f_{тв}-(f_{1мс}+f_{2мс})$. Максимальный уровень среднечасовой помехи может быть определен по ф-ле (7.27), а среднеминутный — по ф-ле (7.28).

Если линейная несущая частота канала ТВ примерно на 1 кГц ниже от ближайшей к ней гармоники частоты 4 кГц (например, 2491,1 кГц в системе К-1920), то мощная помеха вида $f_{тв}-f_{мс}$ во время паузы в канале ТВ, когда передается немодулированный ток несущей частоты, будет дополнительно ослабляться канальными фильтрами каналов ТЧ на 8—9 дБ. Уровень среднеминутной помехи от сигналов взаимодействия между АТС обычно значительно выше уровня среднечасовой помехи. Уровень помехи третьего порядка $(f_{тв}-f_{1мс}-f_{2мс})$ при $f_л-f_1-f_2 \leqslant f_п \leqslant f_л-2f_1$ и т. д. определяется по ф-лам (7.31), (7.32) и максимален на частоте $f_л-f_1-f_2$. Помехи второго порядка от сигнала ТВ более существенны в нижних каналах ТЧ (в области 300—500 кГц). Они определяются вторым членом ур-ния (7.2) и содержат модулированные гармоники частоты строк $mf_с$. Эти помехи проявляются сильнее при передаче испытательных сигналов и белого поля (см. гл. 7). Величина импульса помех разностной частоты равна величине огибающей помехи суммарной частоты в области $2f_л$.

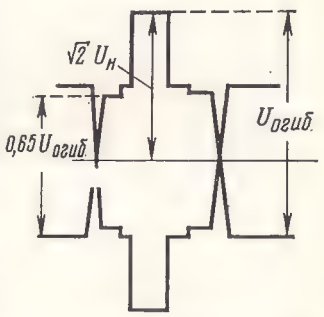


Рис. 9.3. Модулированный сигнал ТВ

Предыскажение сигнала в области несущей частоты (при глубине модуляции 100—150%) сравнительно мало влияет на максимальные значения модулированных гармоник строчной частоты $mf_с$ в каналах ТЧ, если размах сигнала на выходе усилителя принять одинаковым при передаче сигналов с предыскажением и без

предыскажения. Уровень помехи $2f_л$ во время передачи синхроимпульсов (без предыскажения) равен

$$p_п = 2p_{ТВ} - a_{г\,20}(f_п) + \Delta П_2. \qquad (9.31)$$

При передаче как испытательных сигналов, так и сигналов белого поля амплитуда импульсной помехи (см. рис. 7.1в, *г*) при глубине модуляции 150% составляет 0,75 от амплитуды максимальной помехи в области $2f_л$. Импульсная помеха представляет собой последовательность импульсов синхронизации строк (дифференцированных в результате предыскажения и прерываемых импульсами кадровой синхронизации). Амплитуда импульсной помехи

$$U_п = 0{,}75\sqrt{3}\,e^{2p_п}, \qquad (9.32)$$

а амплитуда каждой отдельной гармоники $mf_с$ определяется как $U_п \frac{2}{m\pi} \sin\frac{m\omega_с\tau_с}{2} = U_п k_m$. В области частот 300—500 кГц максимальные амплитуды гармоник не превышают 0,025 от амплитуды импульсной помехи, а с дальнейшим увеличением частоты помехи уменьшаются. Таким образом, уровень помехи в канале ТЧ (приближенно) не будет превышать [с учетом, что $\frac{1}{2}\ln(0{,}025 \cdot 0{,}75\sqrt{2}) \approx -3{,}6$ Нп]

$$p_{п.к} \approx 2p_{ТВ} - a_{г\,20}(f_п) + \Delta П_2 - 3{,}6\,Нп. \qquad (9.33)$$

Помеха такой величины будет в небольшом числе нижних по спектру каналов ТЧ (менее 10 каналов в области частот до 500 кГц) в течение небольшого процента времени. В области частот от 1200—1500 кГц уровни помех ниже примерно на 8—9 дБ. При передачах реальных программ ТВ помехи будут еще слабее (см. гл. 7).

После определения величины рассмотренных помех рассчитывается уровень суммарных помех в нижнем (f_1) и верхнем (f_2) каналах ТЧ, а также в канале, расположенном в области частот $f_л - (f_1 + f_2)$. При $a_{г30} - a_{г20} > 20$ дБ, что обычно имеет место в усилителях, в каналах ТЧ достаточно учитывать помехи второго порядка и флуктуационные помехи.

9. По результатам расчета помех в каналах ТЧ определяют необходимость повышения требований к ли-

нейности усилителей. Если при совместной передаче сигналов ТЧ и ТВ уровни помех в каналах ТЧ превышают заданную норму, то снижать их уровень можно двумя способами: или повышением требований к линейности усилителя по сравнению с требованиями, определенными по п. 1, или повышением уровня передачи каналов ТЧ, образованных совместно с каналом телевидения.

10. Уточняют величину помех вида $f_{ТВ} \pm f_{мс}$ и $f_{ТВ} \pm (f_{1мс} - f_{2мс})$ в канале ТВ на 1 Гц полосы частот[1]. Эти помехи располагаются по обе стороны от линейной несущей частоты. Помеха второго порядка определяется по ф-ле (7.15) в области линейной несущей частоты и по ф-ле (7.16) — в области линейной цветовой поднесущей частоты (на нескольких частотах). Помехи третьего порядка определяются по ф-ле (7.18) с учетом замечаний, помещенных ниже этой формулы. Уровень этих помех на единицу полосы частот 1 Гц возрастает по мере приближения к линейной несущей частоте. Затем суммируются по мощности флуктуационные и нелинейные помехи в канале ТВ с учетом действия корректора предыскажения. Производится взвешивание и интегрирование суммарных помех раздельно для каналов яркости и цветности.

11. Определенный расчетом уровень взвешенной помехи в канале яркости сравнивают с уровнем помехи, определенным по п. 6. Если рассчитанный уровень помехи ниже ориентировочного, то можно принять уровень передачи канала ТВ, определенный в п. 6, — при этом будет некоторый запас по шумам (менее 3 дБ) в канале ТВ — или снизить на 1—2 дБ уровень передачи канала ТВ, если это важно для снижения нелинейной помехи в каналах ТЧ.

Если рассчитанный уровень помехи в канале ТВ выше ориентировочного уровня, определенного в п. 6, то обеспечить требуемое отношение сигнал/шум в канале ТВ (в канале яркости) можно только повышением линейности усилителей. В этом случае требования к линейности усилителей будут определяться условиями совместной передачи сигналов ТЧ и ТВ.

---

[1] В такой системе нелинейные помехи от многоканального сигнала в канале ТВ малы, и ими пренебрегают.

12. Рассчитывают график распределения помех (флуктуационных и нелинейных) в канале цветности в области частот от $f_л+3{,}7$ МГц до $f_л+4{,}9$ МГц, а затем путем взвешивания и интегрирования вычисляют уровень взвешенной помехи в канале цветности. По результатам расчета определяют необходимость введения предыскажения в канал цветности (усиление или ослабление сигнала цветности по отношению к сигналу яркости перед подачей сигнала ТВ на вход линейного тракта).

Для систем передачи, в которых совместно с каналом ТВ организуется свыше тысячи каналов ТЧ, при любом варианте размещения канала ТВ (ниже или выше по спектру) целесообразно сначала определить линейность усилителей исходя из загрузки сигналами ТЧ всего линейного спектра частот (а следовательно, и уровни передачи в каналах ТЧ). Дальнейший расчет может проводиться следующим образом:

1. Определяют величину и распределение флуктуационных помех в канале ТВ (на 1 Гц полосы частот) по ф-ле (9.2).

2. Определяют величину и распределение нелинейных помех от каналов ТЧ в канале ТВ. Если канал ТВ расположен ниже многоканального сигнала (рис. 9.3), то имеют место помехи вида $A—B$, рассчитываемые по ф-ле (7.35). Если канал ТВ расположен выше многоканального сигнала, то вычисляет распределение помех вида $A+B$ [рис. 9.4*б*, ф-ла (7.34)] в канале ТВ. Затем в обоих случаях ориентировочно учитывают наличие помех от взаимодействия сигналов ТВ и многоканального. Если сигнал ТВ расположен ниже многоканального сигнала, достаточно учесть помехи вида $f_{ТВ}\pm(f_{1мс}—f_{2мс})$, а в случае, когда сигнал ТВ размещается выше многоканального сигнала, кроме этих помех требуется учесть помехи вида $f_{ТВ}\pm f_{мс}$ (рис. 9.4). На этом этапе расчета допускают, что эти помехи в области их распределения равны по мощности флуктуационным помехам.

3. Так же, как в предыдущем примере (см. пп. 4, 5 и 6) строят частотную характеристику суммарной ориентировочной помехи, взвешивают ее и вычисляют ориентировочный уровень взвешенного шума в канале ТВ. Затем определяют ориентировочный уровень передачи канала ТВ.

4. Производят расчет помех в каналах ТЧ. Если многоканальный сигнал расположен ниже сигнала ТВ, то следует учитывать все помехи, вычисленные в предыдущем примере (п. 8), а также нелинейные помехи вида $A—B$ и $A+B—C$. При размещении многоканального сигнала выше сигнала ТВ достаточно учесть флуктуа-

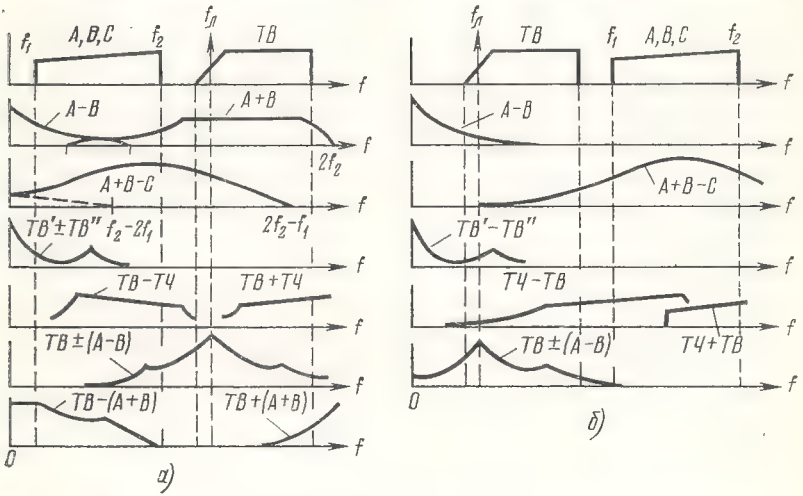


Рис. 9.4. Схемы распределения основных нелинейных помех

ционные шумы, нелинейные шумы третьего порядка ($A+B—C$) по ф-лам (7.38) и взаимные помехи вида $f_{мс} \pm f_{тв}$. В средних по спектру каналах ТЧ мощность помех может удваиваться, так как в эти каналы попадают помехи вида $f_{1мс}+f_{тв}$ и $f_{2мс}—f_{тв}$.

5. Уточняют величину помех вида $f_{тв} \pm f_{мс}$ и $f_{тв} \pm \pm (f_{1мс}—f_{2мс})$ в канале ТВ при его размещении в верхней части линейного спектра и величину помех $f_{тв} \pm \pm (f_{1мс}—f_{2мс})$ при его размещении в нижней части спектра. После этого уточняют распределение суммарной помехи по спектру канала ТВ и вычисляют уровень взвешенной помехи в канале яркости.

6. По рассчитанной величине суммарных помех в нижнем, верхнем и среднем каналах ТЧ определяют повышение шумов в каналах ТЧ при передаче сигналов ТВ и насколько необходимо повысить линейность усилителей, чтобы шумы каналов ТЧ были в пределах за-

данной нормы. При расположении канала ТВ в нижней части спектра основными помехами для канала ТЧ являются помехи вида $f_{мс} \pm f_{тв}$. Уровень помех в каналах ТЧ можно снизить либо путем повышения линейности усилителей, либо путем уменьшения числа каналов ТЧ. В последнем случае целесообразно исключить средние по спектру каналы ТЧ, в которых имеет место сложение помех вида $f_{1мс} + f_{тв}$ и $f_{2мс} - f_{тв}$. При этом снижаются также помехи вида $f_{1мс} - f_{2мс}$ и $f_{тв} \pm (f_{1мс} - f_{2мс})$ в канале ТВ. Это позволяет снизить уровень передачи телевидения, что также приводит к снижению шума в каналах ТЧ.

При расположении канала ТВ в верхней части спектра основными помехами в каналах ТЧ являются помехи второго порядка от сигнала ТВ и от взаимодействия сигналов ТВ и ТЧ. Поскольку при определении ориентировочного уровня передачи канала ТВ предполагалось, что мощность нелинейных помех в канале ТВ не превосходит мощность флуктуационных помех, значительное снижение уровня передачи сигнала ТВ (более 1—2 дБ по отношению к ориентировочному, определенному выше) осуществить нельзя. Поэтому снизить уровень помех в каналах ТЧ на 4—5 дБ или более можно практически лишь путем повышения требований к линейности усилителей.

9.4. Определение уровня передачи телевидения и расчет помех в каналах ТВ и ТЧ в системе с двумя каналами ТВ

Совместную передачу двух и более сигналов ТВ с сигналами ТЧ можно осуществить в системах с линейным спектром частот 4—60 МГц, позволяющих организовать 10 800 каналов ТЧ. Поскольку мощность флуктуационных помех в канале ТВ в грубом приближении в 2000 раз превосходит мощность этих помех в канале ТЧ, уровень передачи сигнала ТВ должен превышать уровень передачи канала ТЧ на 25—30 дБ. Поэтому в канале ТЧ наиболее значительной будет помеха от взаимодействия двух или трех сигналов ТВ. Совместную передачу сигналов ТЧ и ТВ желательно осуществлять таким образом, чтобы наиболее мощные нелинейные помехи от сигналов ТВ не попадали в каналы ТЧ вообще. При размещении сигналов в соответствии с рис. 7.5

наиболее мощные помехи второго и третьего порядков от взаимодействия сигналов ТВ не попадают в каналы ТЧ, а основные помехи третьего порядка попадают только в каналы ТВ.

Рассмотрим порядок определения требуемой линейности усилителя при таком размещении сигналов. Сначала определяют требования к линейности усилителей и уровни передачи в каналах ТЧ исходя из условия передачи только сигналов ТЧ. Затем расчет ведется в следующем порядке:

1. Определяют распределение уровня флуктуационных шумов в линейном спектре сигналов ТВ по ф-ле (9.2).

2. Определяют распределение уровней помех вида $A'+B'$ и $A''-A'$ второго порядка [ф-лы (7.33) и (7.40)], а также помех вида $A''+A'-B''$, $A''-A'-B'$ и $A''+B''-C''$ третьего порядка [ф-лы (7.45), (7.46), (7.36) и (7.37)].

3. Суммируют мощности помех, определенных в пп. 1 и 2 для каждого канала ТВ. Рассчитывают взвешенную мощность помех в каждом канале ТВ (в каналах яркости) с учетом действия корректора предыскажения в каждом канале.

4. Учитывают действие помех вида $f_{\text{ТВ}} \pm (f_{\text{1мс}} - f_{\text{2мс}})$ в каналах яркости, ориентировочно полагая, что их взвешенная мощность равна взвешенной мощности помех, определенных в п. 3. С учетом этого ориентировочная суммарная взвешенная мощность широкополосных помех в канале ТВ возрастает на 3 дБ.

5. Исходя из ориентировочных уровней помех, определяют ориентировочные уровни передачи в каналах ТВ [ф-ла (9.28)].

6. Рассчитывают уровень помех в каналах ТВ, учитывая уровень помех, определенный в пп. 1 и 2, а также уровни помех вида $f_{\text{ТВ}} \pm (f_{\text{1мс}} - f_{\text{2мс}})$. Последние определяются как результат взаимодействия сигналов ТВ и ТЧ, и мощность их в полосе частот шириной 1 Гц определяется по формулам, приведенным в приложении 2. При значительной величине предыскажения уровней передачи сигналов ТЧ ($\geqslant$10 дБ) достаточно учесть помеху от взаимодействия сигнала ТВ и сигналов ТЧ, расположенных выше сигнала ТВ по линейному спектру. Следует также учесть помехи второго порядка вида $f_{\text{ТВ}} \pm f_{\text{мс}}$.

7. После суммирования всех указанных помех (по спектрам сигналов ТВ) определяют распределение уровня помех по линейному спектру частот каналов ТВ. Суммируя взвешенные помехи в полосе частот канала ТВ, находят мощность и уровень суммарной взвешенной помехи. Сравнивая его с уровнем помехи, принятым в п. 4, делают вывод о защищенности сигнала ТВ от помех. Если уровень помех превосходит ориентировочную величину, то его можно ослабить, либо повышая требования к линейности усилителей, либо уменьшая число каналов ТЧ, организуемых совместно с каналами ТВ. Если уровень помехи ниже ориентировочного уровня, то уровень передачи в каналах ТВ можно снизить, но не более чем на 1—2 дБ.

8. Аналогичным образом определяют уровень взвешенной суммарной помехи в канале цветности. Сравнивая защищенность каналов яркости и цветности от помех, можно определить необходимую глубину предыскажения в канале цветности.

9. Рассчитывают уровень помех в каналах ТЧ. В нижних по спектру каналах учитывают: нелинейные помехи вида $A''-B''$ и $A''+A'-B''$; помехи второго и третьего порядков от взаимодействия сигналов ТЧ и ТВ ($f_{тв}-f_{мс}$ и $f_{мс}-f_{тв}$, $f_{1тв}\pm f_{2тв}\mp f_{мс}$). В верхних по спектру каналах учитывают: нелинейные помехи вида $A''-A'$ и $A''+B''-C''$ и помехи вида $f_{тв}+f_{мс}$, $f_{1тв}+f_{2тв}-f_{мс}$). Формулы для вычисления уровней помех приведены в гл. 7. По результатам этих расчетов и данным, полученным в п. 6, определяют, в какой мере параметры усилителей, определенные при передаче только сигналов ТЧ, соответствуют условиям совместной передачи сигналов.

10

ГЛАВА

КОРРЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТЕЛЕВИЗИОННОМ ТРАКТЕ

Частотная неравномерность характеристик остаточного затухания (усиления) и группового времени тракта передачи сигналов ТВ не должна превышать допустимые пределы, иначе возникают чрезмерные искаже-

ния формы передаваемых сигналов и появляются дополнительные сигналы (эхо-сигналы). Частотная характеристика остаточного затухания линейного тракта корректируется во всем линейном спектре рабочих частот системы. Характеристика группового времени замедления корректируется в тракте передачи сигналов ТВ (например, в спектре частот 1,9—8,5 МГц в системах К-1920 и К-3600).

Неравномерность частотной характеристики затухания магистрального кабеля компенсируется в основном линейными усилителями. Остающаяся после этого неравномерность обусловлена средними отклонениями характеристик для партий усилителей, наличием в тракте разделительных фильтров, разного рода корректоров, отклонениями характеристик отдельных участков кабеля, неравномерностью АЧХ оконечных устройств и другими причинами. Фазовые искажения в тракте передачи сигналов ТВ обусловлены, главным образом, частотной неравномерностью времени распространения сигналов в кабеле (в области частот до 8—10 МГц) и фазовыми искажениями линейных усилителей. Часть фазовых искажений кабеля компенсируется линейными усилителями. Основные фазовые искажения в канале ТВ корректируются с помощью постоянных фазовых корректоров. Остающиеся после этого фазовые искажения обусловлены разбросом фазовых характеристик кабеля и усилителей, отклонениями характеристик постоянных фазовых корректоров, остаточными фазовыми искажениями разделительных фильтров.

Остаточные (недокорректированные устройствами постоянной коррекции) искажения не постоянны во времени. Они изменяются под влиянием различных случайных причин: изменения температуры, старения элементов, механических влияний и др.

Таким образом, линейные искажения тракта делятся на регулярные и нерегулярные. Для уменьшения их до необходимой величины требуются устройства постоянной и переменной коррекции. Регулярные остаточные амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения можно устранить включением постоянных амплитудных и фазовых корректоров на обслуживаемых усилительных пунктах. Корректоры составляются из отдельных звеньев (рис. 10.1*а* и *б*). Устройства переменной коррекции делятся на неоперативные (с перепай-

кой элементов при настройке характеристик) и оперативные. Так, например, в аппаратуре К-1920, кроме постоянных фазовых (L, C) контуров, позволяющих выравнивать фазовые характеристики участков магистрали, содержащих 7 ± 5; 15 ± 5; 22 ± 5 и 30 ± 5 усилительных участков, предусмотрены неоперативные переменные фазовые корректоры в канале ТВ.

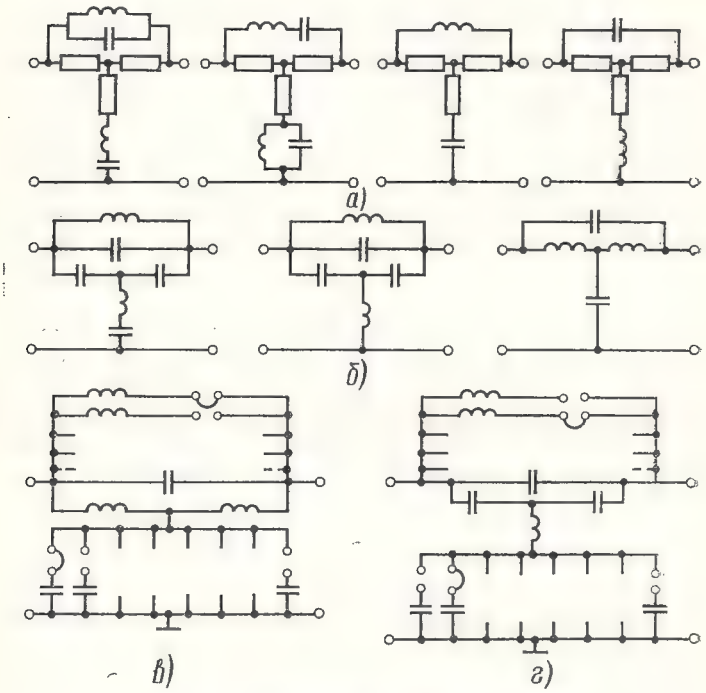


Рис. 10.1. Звенья корректирующих устройств:
а) амплитудные контуры; *б)* фазовые контуры; *в), г)* переменные фазовые контуры

Переменный корректор содержит десять включенных каскадно фазовых звеньев (два звена, показанных на рис. 10.1*в*, и восемь звеньев — на рис. 10.1*г*) с одинаковым максимальным временем замедления $\tau=0{,}4$ мкс. Максимумы звеньев разнесены на 1 МГц (рис. 10.2), а суммарное групповое время корректора при средних значениях L и C составляет примерно 1,0 мкс. Изменяя

L и C отдельных звеньев путем перепайки, можно сдвигать по частоте максимум группового времени любого звена. Этим обеспечивается корректирование регулярных искажений группового времени до 0,5—0,7 мкс с точностью до 0,05 мкс. Такие устройства используются, главным образом, на магистралях большой протяженности.

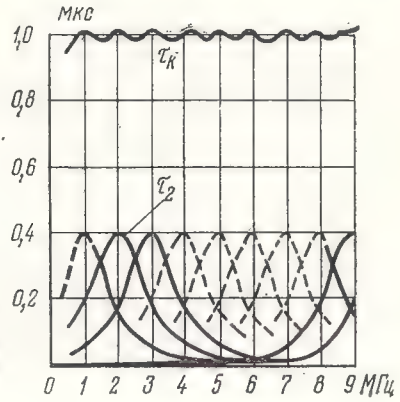


Рис. 10.2. Групповое время замедления переменного корректора при установке всех звеньев на среднюю частоту

Нерегулярные искажения частотных характеристик затухания и группового времени образуются как в цепях минимально-фазового типа (где характеристики затухания и фазовые связаны однозначно), так и в цепях неминимально-фазового типа (например, в фазовых контурах). Поэтому в общем случае связь между нерегулярными амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями неоднозначна. Каждую из этих характеристик (АЧХ и ФЧХ) с известной точностью можно представить в виде суммы конечного ряда тригонометрических функций (косинусоид — для АЧХ и синусоид — для ФЧХ). Косинусоидальное изменение коэффициента передачи (при линейной ФЧХ) приводит к появлению двух дополнительных сигналов (эхо-сигналов) одинаковой полярности. Один из них опережает, а второй отстает во времени по отношению к полезному сигналу. Небольшое синусоидальное изменение ФЧХ (при отсутствии частотных искажений) вызывает появление двух разнополярных эхо-сигналов. В минимально-фазовых схемах искажения АЧХ и ФЧХ од-

новременны, что приводит к появлению только запаздывающих эхо-сигналов.

Нерегулярные искажения устраняются с помощью устройств оперативной коррекции, которые можно разделить на две группы: корректоры, воздействующие на характеристику во всем рабочем спектре частот одновременно, и корректоры локального (избирательного) действия. Корректоры, способные корректировать характеристики во всем рабочем спектре частот одновременно, бывают двух типов: гармонические, способные корректировать как опережающие, так и запаздывающие эхо-сигналы, и корректоры, способные корректировать только запаздывающие эхо-сигналы. Последние называют еще косинусными корректорами, так как их используют для коррекции амплитудно-частотных характеристик линейного тракта.

Корректоры локального действия состоят из практически независимых друг от друга звеньев, содержащих регулируемые частотно-избирательные элементы и транзисторы. Такие корректоры используются для коррекции АЧХ линейного тракта. Каждое звено способно изменять АЧХ в относительно узкой части рабочей полосы частот, мало влияя на остальную ее часть. Коррекцию можно проводить, либо наблюдая результат коррекции АЧХ на экране измерителя АЧХ, либо с помощью измерений усиления на отдельных фиксированных измерительных частотах. В последние годы разрабатываются и фазовые корректоры локального типа с операционными усилителями. В настоящее время они еще не получили применения. Оперативные корректоры для выравнивания АЧХ линейного тракта устанавливаются в обслуживаемых пунктах.

Гармонические корректоры, с помощью которых проводится оперативная коррекция во временно́й области (по испытательным сигналам), входят в состав аппаратуры оконечных телевизионных станций. Тракт передачи сигнала ТВ может содержать несколько переприемных участков. Каждый участок должен иметь свой оперативный корректор. Кроме того, для устранения суммарных остаточных искажений от нескольких переприемных участков целесообразно предусмотреть оперативный корректор тракта. Гармонический корректор может работать либо в линейном спектре частот канала ТВ (например, в системе К-1920), либо в спектре

видеочастот (видеокорректор). Корректор, работающий в линейном спектре частот, включается на входе приемного устройства, а видеокорректор — на его выходе.

Гармонический корректор (рис. 10.3) содержит линию задержки, состоящую из отдельных звеньев с отводами от каждого звена. Величина времени задержки одного звена видеокорректора $\tau_з = 1/2F_m = 0{,}083$ мкс

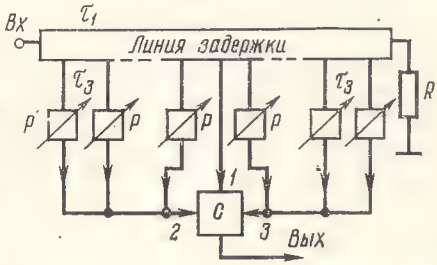


Рис. 10.3. Структурная схема гармонического корректора:
1 — отвод основного сигнала; *2* — опережающие; *3* — отстающие корректирующие сигналы; *C* — суммирующее устройство

равна длительности фронта переходной характеристики на выходе идеального видеотракта с граничной частотой 6,0 МГц. Поступающий на вход линии задержки (переданный по каналу ТВ) испытательный сигнал задерживается на τ_1 мкс (рис. 10.3) и поступает на сумматор *C*. Корректирующий сигнал, снимаемый с каждой линии задержки, образуется путем задержки основного (полезного) сигнала на необходимое время (меньшее или большее τ_1), регулировки его амплитуды и установления необходимой полярности в регуляторе *P*. Выбирая корректирующие сигналы, которые лучшим образом компенсируют эхо-сигналы, и суммируя их с основным сигналом (сигналом, задержанным на τ_1), можно в известной мере очистить полезный сигнал от мешающих эхо-сигналов. Гармонический корректор способен корректировать только те дополнительные сигналы, амплитуды которых в 5 и более раз слабее амплитуды полезного сигнала. Поясним это примером.

Допустим, что в результате искажения на линии (см. гл. 3) поступающий на вход корректора сигнал содержит, кроме полезного сигнала, два эхо-сигнала, смещенных на t_1 мкс по отношению к полезному сигналу (рис. 10.4). Пусть амплитуда полезного сигнала равна единице, а амплитуды эхо-сигналов равны $K<1$. Предположим также, что $t_1 = n\tau_з$, где $\tau_з$ — время задержки одного звена линии задержки, а n — целое чис-

ло. В этом случае корректирующие сигналы должны быть смещены по отношению к полезному сигналу на $\pm t_1$ мкс, амплитуды их должны быть равными K, а полярности противоположны полярностям эхо-сигналов. В результате компенсации (рис. 10.4) мешающие эхо-сигналы на расстояниях $\pm t_1$ от полезного сигнала устраняются, но появляются более слабые (с амплитудой K^2) мешающие сигналы на расстояниях $\pm 2t_1$ от полезного сигнала.

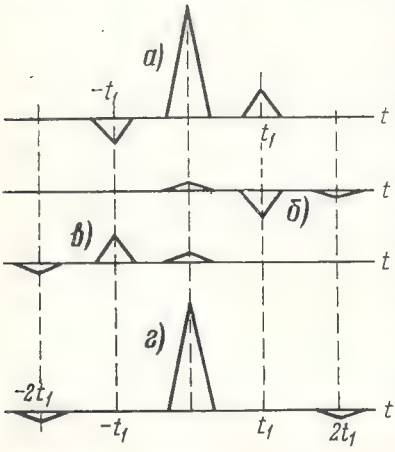


Рис. 10.4. Сигналы на входе и выходе корректора:
а) входной; *б*), *в*) корректирующие; *г*) выходной

Мешающий сигнал мало заметен, если его величина не превышает 5% от величины полезного сигнала. Если, например, на входе корректора амплитуда эхо-сигнала $K \leqslant 0{,}2$, то $K^2 \leqslant 0{,}04$ и дополнительные сигналы на расстояниях $\pm 2t_1$ от полезного сигнала не будут заметными. Если $K = 0{,}3$, то $K^2 = 0{,}09$ (9%) и для корректирования остаточных эхо-сигналов на расстояниях $\pm 2t_1$ с амплитудами K^2 потребуется использовать еще пару отводов от линии задержки. Таким образом, точность корректирования определяется и числом звеньев линии задержки.

Видеокорректор удобно использовать для окончательной коррекции тракта, содержащего несколько переприемных участков. Известны два вида видеокорректоров: вырабатывающие обычные корректирующие сигналы (рассмотренные выше) и дифференцированные корректирующие сигналы. Последние проще реализовать, так как в этом случае ослаблены требования к характеристикам в области низких видеочастот. Чтобы получить обычные корректирующие сигналы, частотные характеристики цепей должны быть достаточно выравнены и в области самых низких видеочастот. Это усложняет выполнение корректора, но обеспечивает большие удобства при настройке тракта передачи сигналов ТВ.

Корректор с малыми собственными искажениями легче построить для линейного спектра частот 1,9—8,5 МГц, чем для спектра видеочастот от 50 Гц до 6,0 МГц. Такой корректор позволяет корректировать искажения в области формирования линейного сигнала (2,49±0,60 МГц). Временна́я область корректировки при одинаковом количестве регуляторов у гармонического корректора меньше, чем у видеокорректора, поскольку время задержки каждого звена в нем меньше. Это является недостатком гармонического корректора. Так, для усовершенствованного корректора системы К-1920 время задержки звена составляет 0,06 мкс, а для видеокорректора 0,083 мкс. Настройка тракта с помощью гармонического корректора в линейном спектре частот сложнее, чем с помощью видеокорректора.

Гармонический корректор, работающий в линейном спектре частот, удобно использовать как для коррекции искажений переприемного участка, так и для коррекции сигнала ТВ в тех точках транзита сигнала ТВ в линейном спектре частот, где имеет место чрезмерное накопление искажений. В последнем случае линейный сигнал ТВ может быть отделен от сигналов ТЧ с помощью разделительных фильтров и подан на гармонический корректор. Скорректированный сигнал после сложения с сигналами ТЧ может быть передан дальше по другой магистрали. К выходу гармонического корректора можно высокоомно подключить аппаратуру контроля программ ТВ, с помощью которой линейный сигнал ТВ демодулируется и подается на осциллограф для визуального контроля переходной характеристики тракта при коррекции. Испытательный сигнал передается в испытательной строке во время передачи программы ТВ. Амплитуда каждого корректирующего сигнала и его полярность регулируются отдельным регулятором. Поэтому гармонический корректор позволяет корректировать как амплитудно-частотные, так и фазо-частотные искажения. При передаче черно-белого телевидения в качестве испытательного сигнала при настройке гармонического корректора используется синусквадратичный импульс длительностью $2T$ (0,16 мкс). С помощью такого сигнала хорошо корректируется спектр видеочастот до 3,0—3,5 МГц, а область более высоких видеочастот практически не контролируется. Это объясняется тем, что искажения в области 4—6 МГц отно-

сительно слабо влияют на изменение формы синусквадратичного импульса длительностью $2T$. Использовать синусквадратичный импульс длительностью T (0,08 мкс) для настройки корректора также неудобно, так как форма этого сигнала уже в значительной мере искажена вследствие ограничения передаваемой полосы частот видеосигнала до 6,0 МГц (см. рис.3.5). При передаче цветного телевидения требуется хорошо корректировать и область частот выше 3,5 МГц, особенно область $4{,}3 \pm 0{,}6$ МГц. Такая коррекция выполняется с помощью испытательного сигнала, содержащего как синусквадратичный импульс длительностью $2T = 0{,}16$ мкс, так и сложный синусквадратичный импульс длительностью 1,6 мкс (см. приложение 1), заполненный сигналом с частотой 4,3 МГц.

Корректирование области передачи сигналов цветности может быть облегчено, если обеспечить возможность раздельного корректирования переходных характеристик по сигналам длительностью 0,16 и 1,6 мкс. Такое корректирование можно осуществить с помощью гармонического корректора, имеющего дополнительную линию задержки с отводами через $\tau = 1/2\Delta F_{\text{ц}} \approx \approx 1/2 \cdot 0{,}6 \cdot 10^6 = 0{,}83$ мкс. Эту линию задержки следует подключать параллельно основной линии задержки (например, с помощью вспомогательного усилителя). На входе ее включают полосовой фильтр на область частот $4{,}3 \pm 0{,}6$ МГц. Процесс корректирования сигналов цветности можно облегчить, если существенно ослабить в этой области частот корректирующие сигналы, снимаемые с основной линии задержки. В этом случае регулирование характеристики в канале яркости будет слабо влиять на переходную характеристику в канале цветности.

Гармонический корректор может выполнять разнообразные функции. Так, если в корректоре предусмотрено получение только запаздывающих корректирующих сигналов, он может выполнять функции косинусного корректора и компенсировать искажения, вносимые элементами минимально-фазового типа, включенными в тракт передачи сигналов ТВ. Гармонический корректор может быть выполнен таким образом, чтобы при коррекции АЧХ не изменялись фазовые характеристики тракта. Для этого корректирующие сигналы, равноудаленные по времени от основного (полезного

сигнала), должны регулироваться одновременно, а также иметь одинаковые амплитуды и полярности. Аналогичным образом можно представить гармонический корректор, который при регулировке ФЧХ весьма слабо влияет на АЧХ линейного тракта. Такой корректор при регулировке должен обеспечить съем равноудаленных (по отношению к основному сигналу) корректирующих сигналов равной амплитуды и противоположной полярности.

Косинусные корректоры, с помощью которых выравнивается АЧХ линейного тракта, могут быть построены различным образом. Например, в аппаратуре К-1920 первых выпусков применялся косинусный корректор, содержащий 24 ячейки (по числу корректирующих сигналов). Одна ячейка (рис. 10.5*а*) представляет

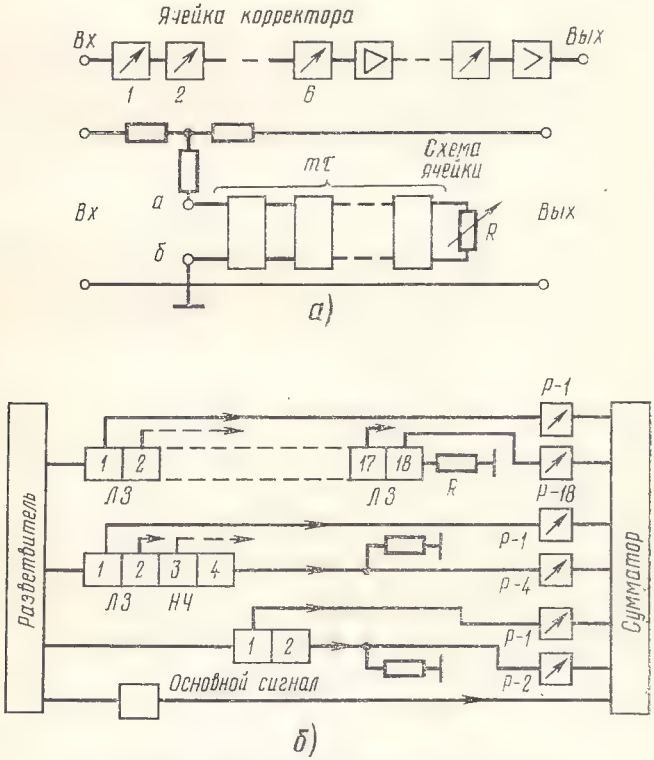


Рис. 10.5. Косинусный корректор:
а) первых выпусков; *б*) усовершенствованный

собой удлинитель, у которого часть параллельного сопротивления является входным сопротивлением линии задержки. Последняя состоит из звеньев с величиной задержки $\tau_з = 1/4F_m$ [7]. Регулируя величину сопротивления нагрузки линии R, можно получить между точками *а, б* отраженный сигнал, задержанный во времени на $m/2F_m$ по отношению к полезному сигналу (m — число звеньев линии задержки). Отраженный сигнал добавляется к полезному и используется для компенсации мешающего запаздывающего эхо-сигнала. Затухание ячеек компенсируется усилителями (один усилитель на шесть ячеек в аппаратуре К-1920). Недостатком такого корректора является его громоздкость за счет большого числа звеньев в линиях задержки (24 звена в последней ячейке корректора).

В более поздних выпусках аппаратуры К-1920 используется косинусный корректор, построенный на основе гармонического корректора. В нем имеется одна линия задержки с отводами, состоящая из 18 звеньев для получения запаздывающих корректирующих сигналов (рис. 10.5*б*). Кроме того, для повышения корректирующих возможностей в области нижнего и верхнего краев линейного спектра частот предусмотрены дополнительные корректоры локального действия: для области частот ниже 1,0 МГц (четыре звена) и для верхнего спектра частот канала ТВ (выше 6,0 МГц — два звена). В последние годы наметилась тенденция корректировать АЧХ линейного тракта корректорами локального типа. В оконечной аппаратуре передачи телевидения используются гармонические корректоры.

11

ГЛАВА

АППАРАТУРА ОКОНЕЧНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СТАНЦИЙ

11.1. Аппаратура передачи сигналов ТВ системы К-1920

В системе К-1920 передача телевизионного сигнала на линии производится в спектре частот 1,891—8,491 МГц. Линейная несущая частота телевизионного канала $f_л$ равна 2,491 МГц. Остаток

нижней боковой полосы равен 600 кГц (10% от верхней боковой полосы). Значение линейной несущей частоты выбрано исходя из условий меньшего визуального эффекта помехи $2f_л$ в канале телевидения и помех $f_л—f_{мс}$ в каналах ТЧ. Линейный сигнал звукового сопровождения занимает полосу частот от 273,03 до 288,0 кГц. Передача осуществляется одной боковой полосой (верхней) при виртуальной несущей частоте 273 кГц. Выбор линейного спектра сигнала звукового сопровождения ниже спектра сигналов телефонии определился возможностями разделения всех трех передаваемых сигналов на оконечных станциях. Значение виртуальной несущей частоты 273 кГц выбрано с учетом взаимных помех вида $f_л \pm f_{з.с}$ в канале телевидения и помехи $mf_с$ в канале звукового сопровождения.

Линейные сигналы телевидения и звукового сопровождения объединяются на передающей станции (в междугородной аппаратной телецентра) с помощью фильтров ДК-0,4 МГц и по соединительной коаксиальной линии «Телецентр — Междугородная телефонная станция» (ТЦ-МТС) поступают на МТС. Здесь эти сигналы складываются (рис. 11.1*а*) с сигналами 300 каналов ТЧ, и сум-

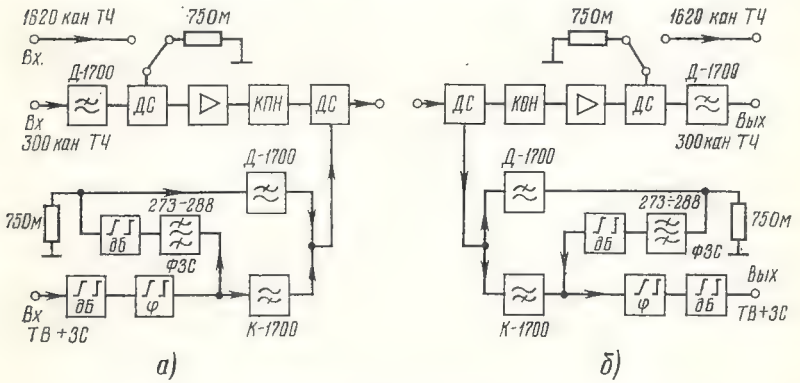


Рис. 11.1. Структурная схема сложения (*а*) и разделения (*б*) сигналов ТЧ и ТВ; КПН—контур предварительного наклона в тракте сигналов ТЧ

марный сигнал (после необходимого усиления) подается на вход аппаратуры линейного тракта магистрали. В аппаратуре линейного тракта с помощью кварцевого фильтра контрольных частот устраняются составляющие телевизионного сигнала из весьма узких областей спектра вокруг контрольных частот 5974 и 8544 кГц, что позволяет ввести токи этих контрольных частот в состав линейного сигнала. После введения токов контрольных частот линейный сигнал подается на вход линейного тракта магистрали.

В аппаратуре МТС на приемной стороне токи контрольных частот подавляются аналогичными кварцевыми фильтрами. Затем сигнал телевидения отделяется от сигналов ТЧ и звукового сопровождения с помощью фильтров ДК-1700 кГц. Сигнал звукового

сопровождения через полосовой фильтр ПФ 273—288 кГц (рис. 11.1*б*) суммируется с линейным сигналом телевидения, и оба сигнала поступают по соединительной линии МТС-ТЦ в междугородную аппаратную телецентра. В аппаратуре приемной станции сигналы телевидения и звукового сопровождения усиливаются и затем разделяются с помощью фильтров ДК-0,4 МГц. Видеосигнал (0,05 кГц—6000 кГц) преобразуется в линейный сигнал ТВ (1891—8491 кГц) с помощью двух ступеней модуляции на несущих частотах $f_1=15{,}509$ МГц и $f_2=18{,}0$ МГц (см. § 2.3). Схема преобразования спектров приведена на рис. 2.8. Линейный сигнал формируется после второй ступени модуляции.

На приемной стороне преобразование линейного ТВ сигнала в видеосигнал осуществляется в обратном порядке (см. рис. 2.8). Вторая несущая частота f_2 размещается выше частоты f_1, поэтому в рабочую полосу частот попадает минимальное число помех нелинейного происхождения, возникающих во втором модуляторе и первом демодуляторе (см. § 7.7). Эти помехи (с частотами $f_л$ и $2f_л$ после демодуляции) неизбежны, так как линейная несущая частота $f_л$ меньше половины высшей передаваемой частоты видеосигнала F_m. Но при $f_2<f_1$ могут появиться и другие мощные помехи. Номинальная глубина модуляции линейного сигнала равна 150% ($\eta=1{,}5$).

Вторая ступень демодуляции представляет собой синфазный демодулятор, в котором с достаточно высокой точностью (порядка 1,5°) поддерживается синфазность несущих частот.

Для преобразования сигнала звукового сопровождения в линейный сигнал с помощью несущей частоты $f_{з.с}=273$ кГц используется фазоразностная схема (рис. 11.2), позволяющая выделить токи

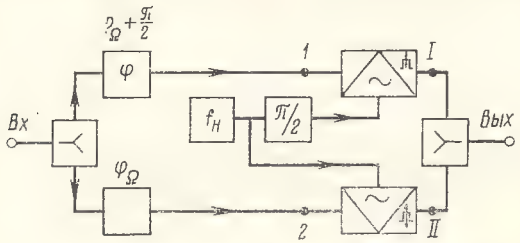


Рис. 11.2. Фазоразностная схема модуляции

верхней боковой полосы частот, подавив ток несущей частоты и токи нижней боковой полосы частот. Аналогичная фазоразностная схема используется и на приемной стороне для демодуляции линейного сигнала звукового сопровождения.

Фазоразностная схема состоит из двух фазовых контуров, двух преобразователей частоты, генератора несущей частоты (273 кГц) и фазосдвигающего устройства. Один из фазовых контуров вносит фазовый сдвиг φ_Ω, а другой — фазовый сдвиг, близкий к $\pi/2+\varphi_\Omega$, в диапазоне частот 30—15 000 Гц. Фазосдвигающее устройство вносит фазовый сдвиг $\pi/2$ рад на несущей частоте 273 кГц. Оба преобразователя частоты сбалансированы на частоте 273 кГц, и

поэтому на их выходах напряжение несущей частоты весьма мало.

Допустим, что вход фазоразностной схемы передающей стороны поступает напряжение $u_{вх}=U_0\cos\Omega t$. В этом случае напряжения в точках *1* и *2* соответственно будут равны:

$$u_1 = U\cos\left(\Omega t - \varphi_\Omega - \frac{\pi}{2}\right);$$

$$u_2 = U\cos\left(\Omega t - \varphi_\Omega\right).$$

На выходе *I* одного преобразователя напряжения боковых частот соответственно равны:

$$u_{(\omega-\Omega)\,1} = U'\cos\left[(\omega-\Omega)\,t + \varphi_\Omega\right];$$

$$u_{(\omega+\Omega)\,1} = U'\cos\left[(\omega+\Omega)\,t - \varphi_\Omega - \pi\right],$$

а на выходе *II* второго преобразователя

$$u_{(\omega-\Omega)\,2} = U''\cos\left[(\omega-\Omega)\,t + \varphi_\Omega\right];$$

$$u_{(\omega+\Omega)2} = U''\cos\left[(\omega+\Omega)\,t - \varphi_\Omega\right].$$

В результате сложения выходных напряжений обоих преобразователей при $U' = U''$ токи нижней боковой частоты сложатся синфазно, а токи верхней боковой частоты из-за противоположности их фаз взаимно компенсируются. Если фазовый сдвиг контуров несколько отличается от $\pi/2$, то подавление второй боковой полосы будет неполным. При введении сдвига фаз π в одну из ветвей подавляется другая боковая полоса.

На вход фазоразностной схемы приемной стороны поступают токи передаваемой частоты ω_1 и остаток тока подавляемой боковой частоты ω_2. Допустим, что несущая частота на приеме равна ω', причем $\omega_1>\omega'>\omega_2$, $\omega_1-\omega'=\Omega_1$, а $\omega'-\omega_2=\Omega_2$. Напряжения низкой частоты на входе одного преобразователя равны:

$$u_{\Omega 1} = U_{\Omega 1}\cos\left(\Omega_1 t + \frac{\pi}{2}\right);$$

$$u_{\Omega 2} = U_{\Omega 2}\cos\left(\Omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right),$$

а на выходе второго преобразователя

$$u_{\Omega 1} = U_{\Omega 1}\cos\Omega_1 t;$$

$$u_{\Omega 2} = U_{\Omega 2}\cos\Omega_2 t.$$

Напряжения звуковой частоты на выходе одного фазового контура равны:

$$u_{\Omega 1} = U_1\cos\left(\Omega_1 t - \varphi_{\Omega 1}\right);$$

$$u_{\Omega 2} = U_2\cos\left(\Omega_2 t - \varphi_{\Omega 2} - \pi\right),$$

а на выходе второго фазового контура

$$u_{\Omega 1} = U_1\cos\left(\Omega_1 t - \varphi_{\Omega 1}\right);$$

$$u_{\Omega 2} = U_2\cos\left(\Omega_2 t - \varphi_{\Omega 2}\right).$$

При сложении токи частоты Ω_1 складываются синфазно, а токи частоты Ω_2 взаимно вычитаются. Следовательно, фазоразност-

ная схема может быть использована в качестве фильтрующего устройства как на передающей, так и на приемной стороне.

Оконечная передающая станция (рис. 11.3) содержит основные и резервные передающие устройства для трактов телевидения и звукового сопровождения. Входные сигналы разветвляются на входы основных и резервных устройств. В линию поступают сигналы

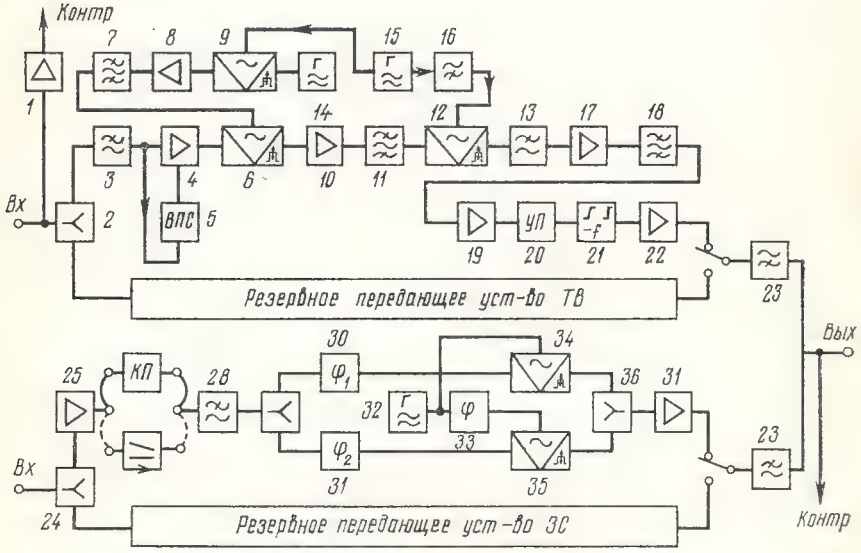


Рис. 11.3. Структурная схема передающей станции К-1920

от основных устройств, а при их неисправности — от резервных. Телевизионный видеосигнал (из аппаратной телецентра или от приемной станции предыдущего переприемного участка магистрали) через разветвитель *2* поступает на входы двух передающих устройств. С помощью видеоусилителя *1* этот сигнал ответвляется для контроля его качества. Фильтр *3* ограничивает полосу эффективно-передаваемых частот, ослабляет возможные помехи в области частот выше 6,0 МГц, а также устраняет паразитную связь по несущей частоте $f_1 = 15{,}509$ МГц между обоими передающими устройствами.

Постоянная составляющая видеосигнала восстанавливается на входе оконечного каскада видеоусилителя *4*. Поэтому с выхода фильтра Д-6,0 МГц видеосигнал поступает на входы видеоусилителя *4* и устройства выделения управляющих импульсов и восстановления постоянной составляющей (ВПС) *5*. Схема ВПС (рис. 11.4) состоит из диодного моста (диоды 6Х2П), включенного между сеткой выходного каскада видеоусилителя и «землей». Во время прохождения вершин синхроимпульсов в средние точки диодного моста через конденсаторы C_1, C_2 подаются напряжения управляющих импульсов величиной 4 В. Сопротивление открытых

диодов становится малым и на сетке $Л_1$ устанавливается потенциал корпуса («земли»). Во время прохождения сигнала изображения диоды закрываются в результате разряда конденсаторов C_1 и C_2 через R, и потенциал сетки практически не изменяется. Таким образом, фиксируется уровень вершин синхроимпульсов и восстанавливается постоянная составляющая (см. § 8.3).

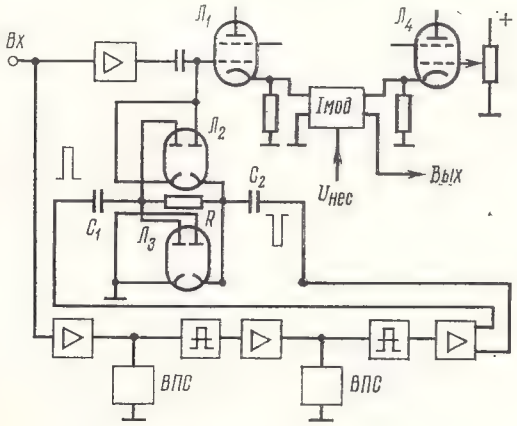


Рис. 11.4. Схема восстановления постоянной составляющей

Устройство для выделения управляющих импульсов состоит из видеоусилителей и амплитудных селекторов, на входах которых уровень синхроимпульсов фиксируется с помощью простых схем ВПС (см. § 8.3). С нагрузок, включенных в цепи анода и катода последнего каскада, снимаются напряжения управляющих импульсов двух полярностей. Напряжение видеосигнала, содержащего постоянную составляющую, поступает на вход первого модулятора. Кольцевой преобразователь выполнен на диодах Д-10А, обладающих сравнительно небольшим временем установления сопротивлений пропускания и запирания (см. § 6.1). Глубина модуляции устанавливается регулировкой тока балансного каскада $Л_4$ (см. рис. 6.1*б*). Оперативная регулировка глубины модуляции в небольших пределах осуществляется регулировкой размаха видеосигнала на входе модулятора. После усиления модулированный сигнал выделяется полосовым фильтром *11* и поступает на вход второго модулятора (рис. 11.3). Фильтр *13* (Д-8,5 МГц) выделяет сигнал в линейном спектре частот (1891—8491 кГц) и подавляет остаток тока второй несущей частоты, поступающего с выхода второго модулятора.

Модулированный сигнал формируется в линейном спектре частот при помощи формирующего фильтра *18*, имеющего кососимметричную характеристику коэффициента передачи в области частот 2491 ± 600 кГц и скорректированную фазовую характеристику. Сформированный линейный сигнал предварительно искажается (см.

§ 8.1) устройством предыскажения *20*. Ток линейной несущей частоты ослабляется при этом на 11 дБ. Остаточные частотные искажения характеристик затухания и группового времени передающего устройства устраняются амплитудным и фазовым корректором *21*. Модулированный и предыскаженный сигнал усиливается усилителем передачи *22* до уровня передачи и поступает на переключающее реле, которое управляется автоматически действующей схемой переключения основного и резервного передающих устройств.

Уровень передачи телевизионного сигнала равен ±11,3 дБм. После сложения с сигналом звукового сопровождения (фильтры *23*) телевизионный сигнал поступает на соединительную линию МТС-ТЦ.

Схема генерации несущих частот f_1=15,509 МГц и f_2=18 МГц содержит два кварцевых генератора: высокостабильный, термостатированный генератор *14* частоты $f_л$=2,491 МГц и значительно менее стабильный генератор *15* частоты f_2=18 МГц (см. рис. 11.3). Напряжение частоты $f_1 = f_2 - f_л$ = 15,509 МГц образуется в результате взаимодействия напряжений генераторов *14* и *15* в преобразователе частоты *9*. Напряжение частоты f_1 после усилителя *8* и фильтра *7* подается на первый модулятор. Стабильность линейной несущей частоты равна стабильности генератора *14*. При такой схеме генерации несущих частот значительно легче обеспечивается высокая стабильность линейной несущей частоты, обусловленная требованиями синхронной демодуляции, чем, например, при использовании двух независимых генераторов с частотами f_1 и f_2.

Сигнал звукового сопровождения из аппаратной телецентра поступает через дифференциальный трансформатор *24* на входы основного и резервного передающих устройств. Предварительно усиленный в усилителе *25* звуковой сигнал поступает либо на контур предыскажения *26*, либо на компрессор динамического диапазона *27*. Оба эти устройства предназначены для ослабления помех, возникающих в высокочастотном тракте.

Мощность сигналов звукового сопровождения неравномерно распределяется в спектре частот 30—15 000 Гц и в области частот свыше 1 кГц убывает с увеличением частоты. Контур предыскажения вносит значительное затухание (17,5 дБ) в области нижних частот и практически не ослабляет звуковые частоты выше 8 кГц. Компенсируя его затухание одинаковым на всех частотах усилением, можно увеличить относительную мощность высокочастотных составляющих звукового сигнала, практически мало изменяя суммарную мощность сигнала. Включенный на приемной стороне контур восстановления (с обратной характеристикой затухания) ослабит шумы канала примерно на 4,5 дБ, а фиксированную нелинейную помеху (18 $f_с$=280 кГц), вызванную передачей сигналов телевидения,— на 14 дБ.

Компандерные устройства состоят из компрессора динамического диапазона на передающей стороне и расширителя динамического диапазона на приемной стороне. Компрессор динамического диапазона (рис. 11.5*а*) позволяет сжать динамический диапазон передаваемых на линии сигналов на 20 дБ (рис. 11.5*б*). При передаче нулевого уровня на вход компрессора уровень сигнала на его выходе также равен нулю, а при подаче на вход уровня —40 дБ на выходе компрессора уровень сигнала равен —20 дБ. Таким образом, слабые сигналы усиливаются на 20 дБ. Во время

пауз и при передаче слабых сигналов компандерные устройства ослабляют шумы канала на 20 дБ. При передаче сигналов максимального (нулевого) уровня компандерные устройства не изменяют величину шумов канала. В среднем, эффект ослабления шумов этими устройствами составляет не менее 12 дБ.

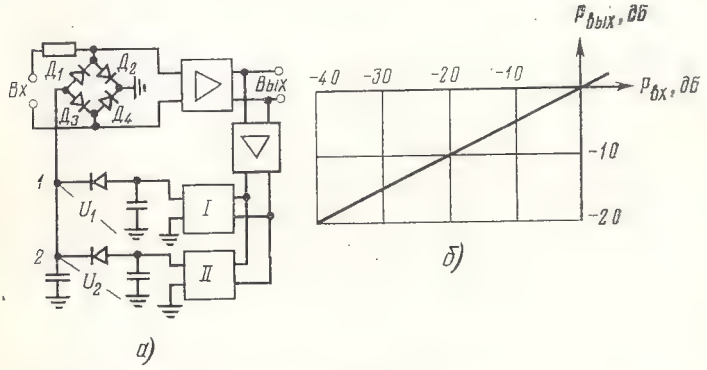


Рис. 11.5. Компрессор:
а) схема; *б*) характеристика

Компандерные устройства вносят динамические и нелинейные искажения передаваемых сигналов. Ослабление указанных искажений в компандерных устройствах аппаратуры К-1920 достигается использованием двухканальной схемы управления (рис. 11.5*а*). При подаче сигнала на вход компрессора напряжение на выходе первого канала управления в первый момент больше, чем на выходе второго канала управления. Это напряжение управляет диодным мостом $Д_1$—$Д_4$, на время запирает второй канал управления и обеспечивает малое время установления (3—4 мс). Затем напряжение на выходе второго канала управления (с большей постоянной времени) становится бо́льшим, запирает первый канал управления и управляет диодами $Д_1$—$Д_4$. При этом обеспечиваются лучшая линейность и достаточно малое время установления. Компандерные устройства используются только на магистралях большой протяженности.

Пройдя контур предыскажения (или компрессор), сигнал звуковой частоты очищается фильтром *28* (Д-15 кГц) (рис. 11.3) от мешающих высокочастотных помех и поступает на вход фазоразностной схемы *29—36*. Сигнал верхней боковой полосы частот (от несущей частоты 273 кГц) усиливается усилителем *37* до уровня передачи и поступает на переключающее реле, управляемое автоматически действующей схемой. Затем через фильтр *23* (ДК-0,4 кГц) линейный сигнал звукового сопровождения поступает на соединительную линию ТЦ-МТС. Линейные сигналы ответвляются на контрольные приемные устройства для контроля их качества.

Оконечная приемная станция (рис. 11.6) содержит основные и резервные приемные устройства. Сигналы телевидения и звукового

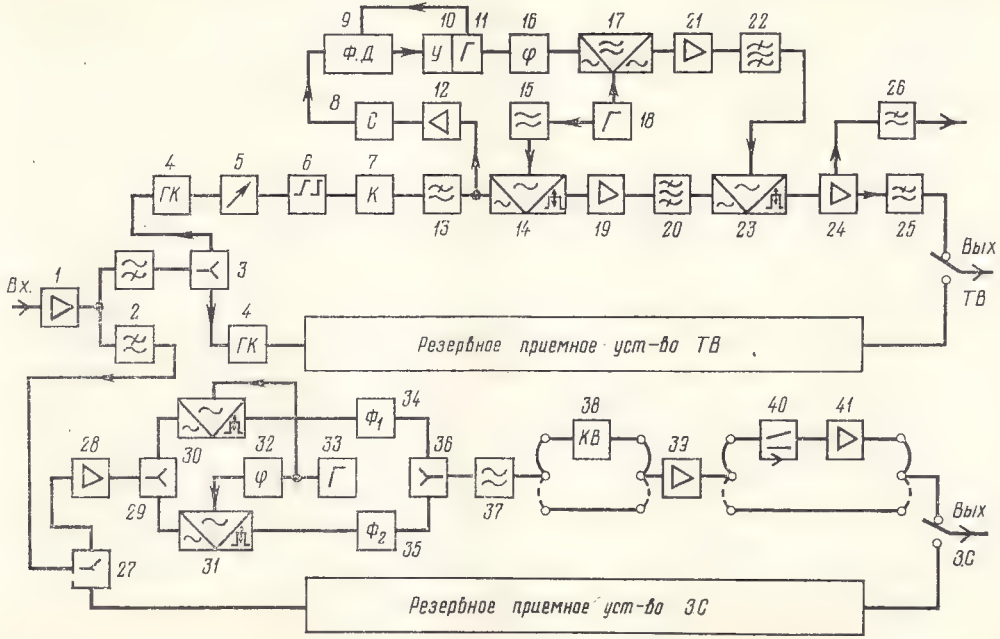


Рис. 11.6. Структурная схема приемной станции К-1920

сопровождения, поступающие с выхода соединительной линии МТС-ТЦ, усиливаются усилителем приема *1* до номинального уровня передачи и разделяются фильтрами *2* (ДК-0,4 МГц). Линейный телевизионный сигнал проходит гармонический корректор *4*, где устраняются остаточные нерегулярные искажения частотных характеристик линейного тракта. Гармонический корректор работает в линейном спектре частот. Он содержит линию задержки, состоящую из 36 звеньев. Время задержки одного звена составляет 0,083 мкс. Используются 12 опережающих и 24 запаздывающих корректирующих сигнала. Съем этих сигналов от линии задержки производится с помощью регулируемых двойных дифференциальных конденсаторов. Эквивалентная схема такого регулятора (рис. 11.7) представляет собой емкостный мост, который сбалансирован в среднем положении регулятора. С помощью такого регулятора удобно изменять и величину и полярность корректирующего сигнала. Неиспользуемые в данное время корректирующие сигналы могут быть отключены выключателем.

После гармонического корректора сигнал поступает на оконечное приемное устройство, проходит регулятор уровня *5*, подчисточный корректор регулярных частотных искажений приемного устройства *6* и корректор предыскажения *7*, восстанавливающий форму модулированного линейного сигнала на входе первого демодулятора *14*. Затем сигнал демодулируется двумя демодуляторами *14* и *23*, причем во втором демодуляторе осуществляется синфазная демодуляция. Оба демодулятора содержат кольцевые преобразователи частоты на германиевых диодах. Поскольку демодулированный видеосигнал содержит частоты от 0 до 6 МГц, выход схемы демодулятора не содержит трансформатора и нагружен на активное сопротивление. Усиленный видеоусилителем *24* и ограниченный

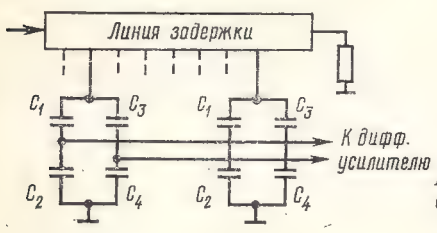


Рис. 11.7. Эквивалентная схема регулятора гармонического корректора

по спектру фильтром *25* (Д-6 МГц) видеосигнал, размах которого составляет 1 В, подается в центральную аппаратную телецентра.

Со входа первого демодулятора часть мощности сигнала ответвляется на схему синфазирования несущих частот, которая работает аналогично схеме, представленной на рис. 2.11*б*. В качестве независимого генератора в ней используется кварцевый генератор *18* частоты $f_2=18{,}0$ МГц. Второй кварцевый генератор *11* частоты $f_л=2{,}491$ МГц синфазируется напряжением линейной несущей частоты, которое содержится в сигнале на выходе амплитудного селектора *8*. Напряжение частоты $f_л$ в фазовом детекторе *9* взаимодействует с напряжением местного синхронизируемого генератора *11* частоты $f_л$. С выхода фазового детектора снимается уп-

равляющее напряжение, которое, проходя по многовитковой обмотке оксиферового сердечника, изменяет его магнитную проницаемость, следовательно, и индуктивность управляющей катушки *10*, включенной в цепь генератора *11*.

Благодаря достаточному усилению в петле автоподстройки частоты поддерживается довольно жесткая связь по фазе между напряжениями линейной несущей частоты и местного синхронизируемого генератора. Напряжение частоты f_1 получается на выходе преобразователя *17* в результате взаимодействия напряжений с частотами f_2 и $f_д$. Оно усиливается усилителем *21*, очищается фильтром *22* (ПФ 15—16 МГц) и подается на второй демодулятор. Необходимое начальное соотношение фаз напряжений несущих частот во втором демодуляторе устанавливается с помощью фазорегулятора *16* по максимуму постоянного напряжения на выходе демодулятора. Необходимый размах видеосигнала (1В) на выходе приемного устройства обеспечивается видеоусилителем *24*. Фильтр *25* (Д-6 МГц) устраняет напряжения помех, расположенных выше передаваемого спектра видеочастот.

Линейный сигнал звукового сопровождения (273, 03—288,0 кГц) с выхода фильтра нижних частот Д-0,4 МГц через дифференциальный трансформатор *27* поступает на входы основного и резервного приемных устройств. После усиления в усилителе *28* он демодулируется фазоразностной схемой *29—36*, питаемой от независимого кварцевого генератора *33* частоты 273 кГц. Расхождение частот генераторов частоты 273 кГц на передаче и приеме не превышает 1 Гц (нестабильность частоты 0,5 Гц).

Сигнал звуковой частоты выделяется фильтром *37* (Д-15 кГц) и проходит контур восстановления *38*, компенсирующий действия предыскажающего контура на передаче (если таковой включен). Затем сигнал усиливается усилителем низкой частоты *39*, в котором предусмотрены контуры для регулирования частотной характеристики оконечной аппаратуры в области низких и высоких звуковых частот. В приемном устройстве предусмотрен расширитель динамического диапазона *40*, который включается при включении компрессора динамического диапазона на передающей стороне.

Наличие резервных передающих и приемных устройств в составе оконечных станций позволяет использовать систему автоматического переключения с основного тракта на резервный (при аварии основного тракта). Система автоматического переключения работает от токов передаваемых сигналов телевидения и звукового сопровождения соответственно. На магистралях, оборудованных аппаратурой К-1920, предусмотрена также аппаратура для выделения телевизионных программ на обслуживаемых усилительных пунктах. Кроме того, на ОУП устанавливаются аппаратура транзита телевизионных программ и аппаратура для визуального и акустического контроля качества передачи сигналов телевидения и звукового сопровождения.

В усовершенствованном варианте аппаратуры К-1920 улучшены характеристики и уменьшены дифференциальные искажения, повышена точность синфазирования в тракте передачи сигналов ТВ, уменьшены амплитудно-частотные и нелинейные искажения в тракте передачи сигналов звукового сопровождения. Кроме того, предусмотрено включение корректоров в соединительные линии протяженностью от 50 до 400 м, соединяющих вход передающей станции и выход приемной станции с источником и потребителем видео-

сигнала соответственно. В связи с этим размах видеосигнала на выходе приемной станции увеличен до 1,6 В. В качестве управляющих элементов синхрогенератора используются варикапы. Применен новый гармонический корректор с гораздо большими возможностями корректирования. Этот корректор позволяет получать 60 корректирующих сигналов (30 опережающих и 30 запаздывающих по отношению к полезному сигналу). Расстояние по времени между соседними корректирующими сигналами составляет 0,06 мкс. Поэтому характеристики выравниваются в полосе частот до 8,5 МГц.

11.2. Аппаратура передачи сигналов ТВ системы К-3600

Оконечная аппаратура системы К-3600 выполнена на транзисторах и микросхемах. Линейный спектр частот системы — от 0,8 до 18,4 МГц. Сигнал телевидения передается в спектре частот 1891—8491 кГц, линейная несущая частота $f_л = 2491{,}1$ кГц. Это существенно упрощает транзит в систему К-1920, а для К-3600 облегчает требования к усилителям в части линейности (по сравнению с вариантом передачи сигнала ТВ в верхней части линейного спектра 11—17,6 МГц).

Вместе с сигналом ТВ предусмотрена передача сигнала звукового сопровождения и двух сигналов вещания (в полосе частот 841—1014 кГц). Исходный сигнал звукового сопровождения (вещания) занимает спектр частот от 30 Гц до 15 кГц. Выше него располагается ток контрольной частоты 16,714 кГц. Поэтому для передачи используется полоса звуковых частот 0,07—17,0 кГц. В линейном спектре частот для канала звукового сопровождения отведена полоса частот 919—935,97 кГц (виртуальная частота 936 кГц), а для каналов вещания — полосы частот 841—857,97 кГц (виртуальная частота 858 кГц) и 997—1013,97 кГц (виртуальная частота 1014 кГц). При таком расположении сигналов нелинейные помехи второго порядка (разностной частоты) от сигнала ТВ (гармоники $54f_c$, $59f_c$ и $64f_c$) после демодуляции будут иметь частоты не ниже 14 кГц и их псофометрический эффект будет незначительным. Кроме того, расстояние между каналами, равное 61 кГц, позволяет выполнить довольно простые разделительные фильтры.

Поскольку аппаратура системы К-3600 выполнена на транзисторах, она примерно в два раза меньше по объему, и мощность питания для нее значительно меньше.

Видеосигнал преобразуется в линейный сигнал с помощью двух ступеней модуляции. Первая несущая частота $f_1 = 16{,}009$ МГц, а вторая несущая частота $f_2 = 18{,}500$ МГц (аналогично рис. 2.8). Демодуляция сигнала осуществляется также с помощью двух ступеней. Сигнал формируется в линейном спектре частот (номинальная глубина модуляции составляет 150%). Повышение несущих частот на 0,5 МГц (по сравнению с аппаратурой К-1920) увеличивает расстояние по частоте между верхним краем линейного спектра частот (1,9—8,5 МГц) и нижним краем промежуточного спектра частот (10—16,6 МГц), что облегчает выполнение полосовых фильтров передачи и приема с малыми искажениями.

Преобразование сигнала звукового сопровождения (ЗС) или вещания (В) в линейный сигнал производится с помощью одной ступени модуляции (на несущих частотах 936 кГц для ЗС, 858 и 1014 кГц для двух каналов вещания). Используются фазоразностные схемы модуляции. На выходе каждой из них выделяется нижняя боковая полоса. Остаток несущей частоты подавляется в необходимой степени. Для демодуляции сигналов также используются фазоразностные схемы.

Передающая и приемная станции содержат основные и резервные устройства. Предусмотрен автоматический переход на резерв при нарушении работы устройств основного тракта. Структурная схема передающей станции приведена на рис. 11.8.

Видеосигнал через корректор *1* соединительной линии (длиной до 400 м) и разветвитель *3* поступает на входы основного и резервного передающих устройств. Ограниченный фильтром *4* (Д-6,0 МГц) видеосигнал через видеоусилители *7* и *10* подается на вход первого модулятора *12*. Видеосигнал ответвляется через видеоусилитель *5* и режектор сигналов цветности *6* на устройство выделения управляющих импульсов *9* (см. § 11.1) и устройство автоматического регулирования глубины модуляции *13*. На входе видеоусилителя *10* с помощью устройства *11* (управляемая схема ВПС) восстанавливается постоянная составляющая видеосигнала. Ключевое устройство *8* автоматически обеспечивает необходимое снижение мощности тока несущей частоты на выходе модулятора *12* во время отсутствия видеосигнала на входе станции. Во время передачи видеосигналов ключевое устройство заперто управляющим импульсом. Во время паузы оно срабатывает и устанавливает необходимый потенциал на базе эмиттерного повторителя *10* и на входе диодного модулятора *12*.

Устройство автоматического регулирования глубины модуляции (АРГМ) работает следующим образом. При номинальном размахе видеосигнала на входе станции (на входе контрольного видеоусилителя *2*) устанавливается глубина модуляции 150%. При уменьшении видеосигнала на входе ниже номинала пропорционально уменьшается глубина модуляции. При увеличении входного видеосигнала на величину до 4 дБ выше номинала глубина модуляции изменяется незначительно (в пределах 150—160%) благодаря соответствующему увеличению остатка несущей частоты f_1 на выходе модулятора при увеличении размаха входного видеосигнала. До тех пор, пока размах видеосигнала не превышает номинальное значение, пороговое устройство, входящее в цепь АРГМ, закрыто, и на базе транзистора T_3, ток которого регулирует глубину модуляции (см. рис. 6.1*а*), имеется постоянное напряжение. Когда видеосигнал превышает номинальное значение, пороговое устройство открывается и своим током изменяет напряжение на базе транзистора, регулирующего глубину модуляции. Усилитель *17* с АРУ, включенный после второго модулятора *16*, поддерживает практически неизменным размах модулированного сигнала на выходе станции.

В соответствии с ГОСТ 19463-74 и Рекомендацией 451 МККР параметры по нелинейности (нелинейные искажения сигнала яркости, дифференциальное усиление, дифференциальная фаза) нормируются как при нормальном размахе видеосигнала, так и при превышении его на 3 дБ. Наличие устройств (АРГМ, АРУ) обеспечивает работу при указанном увеличении входного видеосигнала.

Наличие ключевого устройства существенно снижает мощность взаимных нелинейных помех в каналах ТЧ.

После первого модулятора усиливается и выделяется модулированный сигнал в промежуточном спектре частот 10—16,7 МГц. После второго модулятора *16* сигнал формируется фильтром *19*, предыскажается устройством предыскажения *22* (характеристики его такие же, как и в К-1920), усиливается *(24)* до необходимого уровня, складывается с сигналами звукового сопровождения и вещания *(25)* и подается на МТС по соединительной линии. На МТС производится сложение с сигналами ТЧ для дальнейшей совместной передачи.

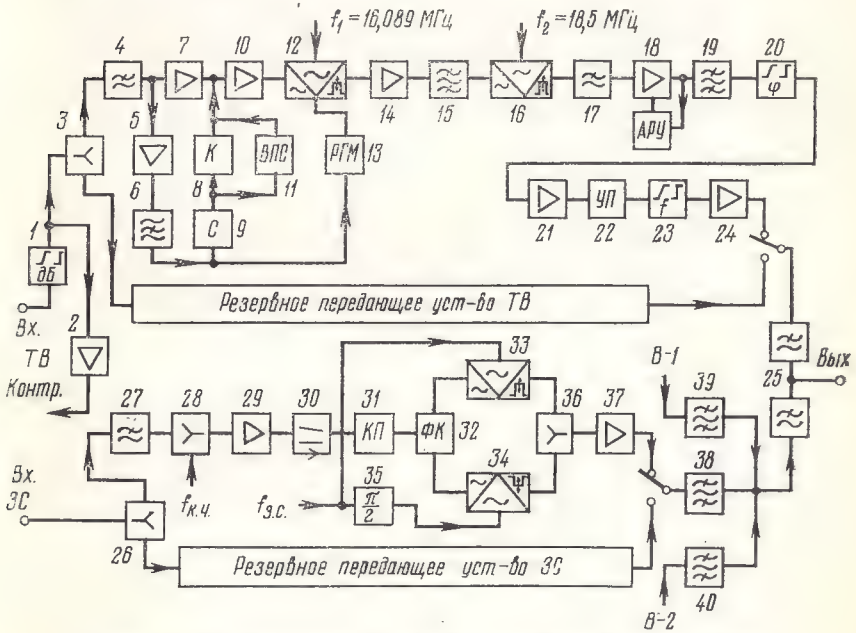


Рис. 11.8. Структурная схема передающей станции К-3600

Сигнал звукового сопровождения через разветвитель *26* подается на входы основного и резервного трактов и ограничивается по спектру фильтром (Д-15,0 кГц). К нему добавляется ток контрольной частоты 16,714 кГц. Пройдя шумоподавляющие устройства (компрессор динамического диапазона *30* и контур предыскажения *31*), сигнал переносится в линейный спектр частот в фазоразностной схеме модуляции *(32—36)*. Затем он складывается с сигналами каналов вещания *(38—40)* и с сигналом ТВ.

В фазоразностной схеме модуляции применены малогабаритные фазосдвигающие *RC*-контуры (вместо *LC*-схем в К-1920). Компандерные устройства обеспечивают весьма малую нелинейность (0,2—0,3%) благодаря применению в цепи управления компрессора

и расширителя двухфазного и двухполупериодного выпрямления, обеспечиваемого с помощью специального фазорасщепляющего устройства и двух выпрямителей [21]. Компандерные устройства обеспечивают малое время установления и восстановления сигнала.

Наличие тока контрольной частоты позволяет ввести в тракт усилители с АРУ. От этого тока работают и устройства автоматического переключения на резерв. Принцип построения генераторных устройств тракта передачи сигналов ТВ передающей станции такой же, как и в К-1920. Но генератор частоты 2491,1 кГц более стабильный по частоте ($1 \cdot 10^{-6}$) и амплитуде выходного напряжения. Стабилизированы также выходные напряжения несущих частот 16,009 и 18,50 МГц.

На МТС приемной стороны сигналы ТВ, ЗС и вещания отделяются от сигналов ТЧ и по соединительной линии подаются на приемную станцию, которая содержит устройства для разделения передаваемых сигналов, приемные устройства для сигналов ТВ, гармонические корректоры переприемного участка и тракта в целом, а также приемные устройства для сигналов звукового сопровождения и вещания.

Линейный сигнал ТВ (рис. 11.9) после отделения от сигналов ЗС и вещания с выхода фильтра *2* поступает на гармонические корректоры переприемного участка основного и резервного трактов, с помощью которых периодически устраняются нерегулярные линейные искажения одного переприемного участка. Корректор работает в линейном спектре частот. В нем предусмотрено 60 регуляторов: 30 для запаздывающих и 30 для опережающих корректирующих сигналов, снимаемых с помощью дифференциальных конденсаторов. Отводы предусмотрены через 0,06 мкс. Имеется отдельная линия задержки с отводами через 0,6 мкс для съема корректирующих сигналов канала цветности.

Приемное телевизионное устройство содержит два демодулятора (*18* и *24*). До первого демодулятора включен корректор предыскажения *10*. Для существенного ослабления влияния нестабильности остаточного затухания линейного тракта перед первым демодулятором *(18)* предусмотрен усилитель с АРУ *(13)*. Благодаря этому стабилизируются размах сигнала, ответвляемого в устройство выделения несущей частоты, и размах демодулированного видеосигнала. В отличие от аппаратуры К-1920, аппаратура К-3600 не содержит синхронизируемого генератора частоты 2491,1 кГц, а линейная несущая частота выделяется из линейного сигнала.

Устройство выделения несущей частоты (ВНЧ) работает следующим образом. С помощью специального детектирующего устройства *8* из линейного сигнала выделяются синхронизирующие импульсы, которые управляют частотой блокинг-генератора *11*. На выходе блокинг-генератора образуются импульсы частоты строк длительностью 2 мкс. Этими импульсами открывается стробирующее устройство *9* и на выход его проходят импульсы тока линейной несущей частоты во время следования импульсов синхронизации строк. Из этих импульсов (содержащих ток линейной несущей частоты и токи вида $f_л \pm mf_с$) с помощью кварцевого фильтра *12* выделяется ток линейной несущей частоты.

Благодаря малой крутизне фазовой характеристики фильтра в области линейной несущей частоты (несколько сотых градуса на 1 Гц), термостатированию фильтра и достаточно высокой стабильности линейной несущей частоты нет необходимости вводить авто-

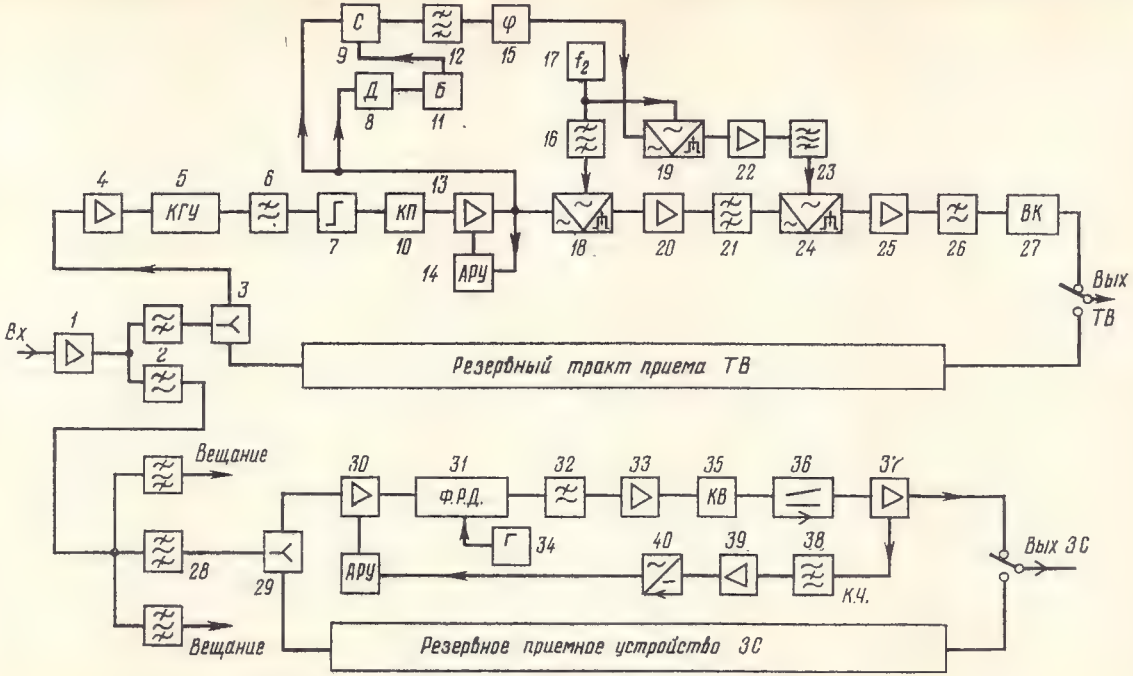


Рис. 11.9. Структурная схема приемной станции К-3600

подстройку фазы выделенного тока линейной несущей частоты. В остальной части схема получения несущих частот такая же, как и на передающей стороне: независимый генератор *17* обеспечивает напряжение несущей частоты для первого демодулятора. При взаимодействии тока частоты 18,5 МГц и выделенного тока линейной несущей частоты на выходе смесителя *19* образуется ток частоты f_1. Начальная фаза его для синхронной демодуляции устанавливается ручным фазовым регулятором *15*.

Нерегулярные искажения нескольких переприемных участков корректируются гармоническим видеокорректором *27*.

Сигналы ЗС и вещания, снимаемые с выхода фильтра *2* (ДК-1,1 МГц), после разделения *28* поступают на свои приемные устройства. В усилителе *30* с АРУ устраняются изменения уровня сигнала, вызванные нестабильностью остаточного затухания линейного тракта. Сигнал демодулируется с помощью фазоразностной схемы демодуляции *31* и выделяется фильтром *32* (Д-17,0 кГц). После устройств шумоподавления (контур восстановления *35* и экспандер динамического диапазона *36*) сигнал усиливается до выходного уровня +15 дБ и подается на соединительную линию (в аппаратную ТЦ). Ток контрольной частоты выделяется фильтром *38*, усиливается *(39)* и образуемый при его выпрямлении постоянный ток используется для работы устройств АРУ. Для получения токов несущих и контрольной частот используется общий задающий генератор частоты 2592 кГц. Устройства автоматического резервирования тракта телевидения работают от выходных сигналов ТВ основного и резервного трактов, а трактов звукового сопровождения — от токов их контрольной частоты.

12

ГЛАВА

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ В ЗАРУБЕЖНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПО КОАКСИАЛЬНОМУ КАБЕЛЮ

В ряде зарубежных стран (Англии, ФРГ, Японии и др.) разработаны и эксплуатируются различные системы передачи по коаксиальному кабелю, в которых предусмотрена организация каналов ТВ. Одной из первых систем передачи, позволяющей организовать телевизионный канал в спектре частот до 4,3 МГц, была американская система L-3 (стандарт 525 строк) [52]. Схема модулятора ТВ системы L-3 приведена на рис. 12.1*а*. Токи нижней боковой полосы преобразователя, питаемого частотой $3\omega_л$, компенсируют продукты вида $3\omega_л - \Omega_{видео}$ верхнего преобразователя. Структурная схема синхронного демодулятора показана на рис. 12.1*б*. Местный синхронизируемый генератор *4* управляется выходным током фазового детектора *11*, на входы которого через удвоители частоты *6, 9* поступают напряжения местного генератора и линейного сигнала. При таком способе синхронизации фазы несущих частот на входах демодулятора могут либо совпадать, либо отличаться на

180°, поскольку частота местного генератора может синхронизироваться током несущей частоты любой (по отношению к огибающей сигнала) полярности. Поэтому на выходе демодулятора включается специальный «поляризатор» видеосигнала, устанавливающий положительную полярность видеосигнала на выходе приемного устройства.

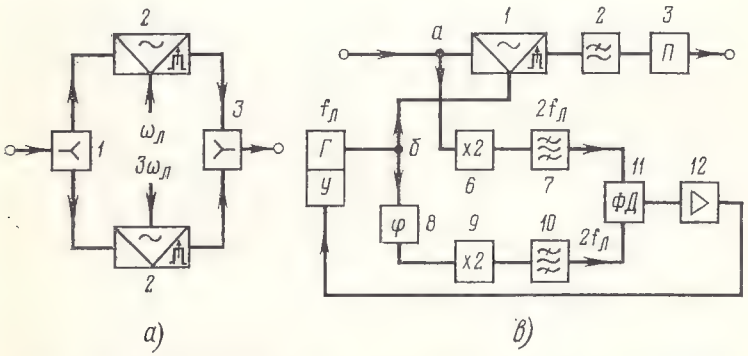


Рис. 12.1. Структурная схема модулятора (*а*) и демодулятора (*б*) системы L-3

В системах с линейным спектром частот до 6,0 и до 12,5 МГц видеосигналы передаются в полосе до 5,0 МГц. Для систем с линейным спектром до 6,0 МГц МККТТ рекомендует линейную несущую частоту 1056 кГц (см. рис. 2.3*б*). Преобразование сигналов производится с помощью двух ступеней модуляции на передаче и двух ступеней демодуляции на приеме (см. рис. 2.9). Формирование сигнала осуществляется частично на передаче, частично на приеме (см. § 2.4). Глубина модуляции составляет 150%; прием сигналов—синхронный. Аппаратура, выпускаемая разными фирмами, отличается несущими частотами f_1 и f_2 и способом синхронизации несущих частот на входах второго демодулятора.

В системах передачи с линейным спектром до 12,5 МГц канал телевидения занимает область частот от 6,3 до 12,2—12,5 МГц при линейной несущей частоте 6,799 МГц. Преобразование видеосигнала в линейный сигнал осуществляется с помощью одной ступени модуляции. Глубина модуляции составляет 150%, постоянная составляющая видеосигнала передается, линейный сигнал полностью формируется на передающей стороне. Такие системы получили широкое распространение.

Системы, разработанные в различных странах, отличаются шириной передаваемой боковой полосы. Например, в системе CEL-8A (Англия) она составляет 5,7 МГц, в системе V-2700 (ФРГ)—5,5 МГц, в системе 8TR 331 формы «Филлипс»—5,5 МГц. Контрольные токи передаются вне полосы частот канала ТВ; контрольная частота 12 435 кГц ослабляется режекторным фильтром.

Структурная схема основных узлов оконечного транзисторного оборудования канала ТВ системы V-2700 приведена на рис. 12.2.

Поступающий на вход видеосигнал через корректор станционного кабеля *1*, фильтр нижних частот *2*, устройство восстановления постоянной составляющей *3* и выравниватель *4* поступает на модулятор *5*, питаемый от кварцевого генератора несущей частоты 6,799 МГц *(6)*. Модулированный сигнал ограничивается фильтром *8*, подавляющим продукты модуляции выше 12,3 МГц, проходит через

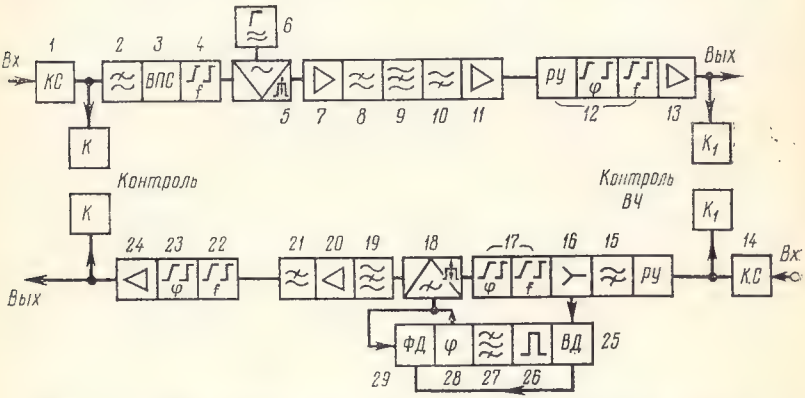


Рис. 12.2. Структурная схема оконечного оборудования канала ТВ системы V-2700

режекторный фильтр *9* (подавляющий остаток сигнала ТВ в области передачи тока контрольной частоты 12,435 кГц) и формируется фильтром *10* в области частот 6,3—7,3 МГц. После выравнивания частотных характеристик группового времени *(12)* усиленный модулированный сигнал подается на устройства сложения с сигналами ТЧ.

На приемной стороне модулированный сигнал через корректор станционного кабеля *14* и фильтр *15*, ослабляющий помехи в области нижней боковой полосы, поступает на дифсистему. Затем он проходит корректор *17* и демодулируется в синхронном демодуляторе *18*. Фильтр *19* подавляет остаток тока контрольной частоты в спектре видеочастот (5636 кГц). Усиленный видеосигнал ограничивается по спектру фильтром нижних частот *21*. С помощью оперативного выравнивателя *22* устраняются остаточные линейные искажения, вносимые трактом передачи.

Модулированный сигнал ТВ ответвляется для выделения несущей частоты. В вспомогательном демодуляторе устройства *25* сигнал демодулируется; из демодулированного видеосигнала выделяются синхроимпульсы строчной частоты и синхронизируют мультивибратор, выдающий импульсы длительностью порядка 2 мкс. Эти импульсы открывают ключевое устройство *26* во время прохождения импульсов строчной синхронизации. Таким образом, на выход ключевого устройства проходят пакеты несущей частоты с частотой следования строк. Узкополосный фильтр *27* выделяет из них ток несущей частоты, который через управляемый фазорегулятор *28* подается на демодулятор *18*. Изменения фазового сдвига, вно-

симые узкополосным фильтром, компенсируются в цепи автоматической регулировки фазы с помощью управляющего сигнала, снимаемого с выхода фазового детектора *29*. Начальная фаза выделенного тока несущей частоты устанавливается ручным фазорегулятором.

Остаточные искажения АЧХ в аппаратуре линейного тракта выравниваются с помощью косинусного эхо-корректора, выдающего 34 корректирующих сигнала (34 косинусоидальные кривые затухания, из которых первая имеет форму полупериода косинусоидального колебания в диапазоне до 12,5 МГц). Фазовые искажения в полосе частот 6—12,5 МГц, остающиеся после действия постоянных фазовых корректоров, корректируются с помощью регулируемого фазового корректора, выполненного в виде эхо-корректора. При его регулировании возникают дополнительные искажения характеристики затухания, которые устраняются с помощью эхо-корректора. Опережающие и отстающие корректирующие сигналы этого корректора взаимно связаны таким образом, чтобы обеспечивать регулировку АЧХ затухания при неизменном времени групповой задержки.

Телевизионное оборудование типа 8TR 331 обеспечивает пять переприемов по видеочастоте. Структурная схема его приведена на рис. 12.3. Предусмотрена подача видеосигнала на два входа: сим-

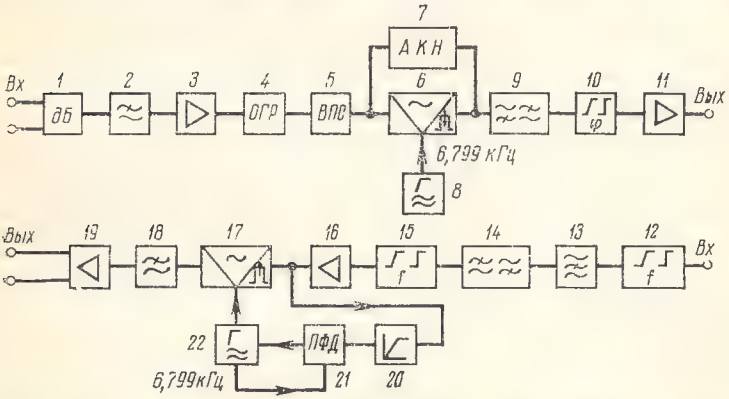


Рис. 12.3. Структурная схема оконечного оборудования 8TR331 фирмы «Филлипс»

метричный 124 Ом и коаксиальный 75 Ом. До модулятора включены фильтр нижних частот *2* (до 5,5 МГц), ограничитель величины видеосигнала *4* и устройство восстановления постоянной составляющей *5*. Ограничитель устраняет превышение входного видеосигнала более чем на 4 дБ от номинального размаха, не ухудшая качество цветового сигнала. С целью снижения загрузки системы уровень тока несущей частоты на выходе модулятора автоматически контролируется *(7)*. После формирования *(9)* и выравнивания *(10)* усиленный сигнал подается на устройства ввода в линейный тракт. В приемном устройстве линейный сигнал проходит через

устройства коррекции *12*, режекторный фильтр тока контрольной частоты *13*, полосовой фильтр *14*, подавляющий остатки токов многоканального сигнала и других помех, и общий корректор приемного устройства *15*. Затем после усиления *(16)* сигнал демодулируется в синхронном демодуляторе *17*. Видеосигнал, ограниченный фильтром *18*, подается на выход приемного устройства.

Устройство синхронизации несущей частоты содержит синхронизируемый генератор *22*, пороговую схему *20* и поляризующий фазовый детектор *21*. Схема *20* выбирает ту часть модулированного сигнала, которая создается сигналами импульсов синхронизации; выходное напряжение детектора *21* управляет фазой напряжения местного генератора. Поскольку полярность сигнала на выходе пороговой схемы может быть инвертированной (например, при перегрузке на 3 дБ, когда глубина модуляции достигает 200%), то в состав приемного устройства включена специальная схема, опознающая фазовую инверсию и устанавливающая правильную полярность.

Фирма «Филлипс» в 1976 г. опубликовала данные о новой аппаратуре 8TR 360, обеспечивающей совместную передачу сигнала ТВ в линейном спектре частот от 5,3 до 12,3 МГц и двух многоканальных сигналов (по 900 каналов ТЧ) в спектрах частот 0,316—4,132 и 13,132—17,004 МГц [68]. Расположение канала ТВ в средней части линейного спектра частот, где фазовые искажения малы, облегчает выполнение устройств фазовой коррекции.

Оборудование линейных трактов систем с линейным спектром частот до 60 МГц позволяет организовать до шести каналов ТВ. Например, оборудование японской системы С-60М позволяет организовать шесть каналов ТВ. Линейный спектр частот этой системы показан на рис. 2.20. Видеосигнал каждого канала преобразуется в линейный сигнал с помощью двух ступеней модуляции, причем во второй ступени модуляции используются несущие частоты четверичных групп, а фильтр каждого канала ТВ составляется из двух половин фильтров двух соседних четверичных групп. Поэтому оконечное оборудование каналов ТВ содержит только аппаратуру первой ступени модуляции и второй ступени демодуляции сигнала ТВ.

Видеосигнал, поступающий на вход передающего устройства, модулирует ток несущей частоты 10,56 МГц, а из модулированного сигнала полосовой формирующий фильтр выделяет сигнал промежуточной частоты в спектре 6,26—11,06 МГц. Передача происходит с подавленной несущей частотой. Постоянная составляющая входного видеосигнала не передается. Видеосигнал предыскажается с целью уменьшения нелинейных помех, т. е. вводится затухание 6 дБ на частотах до 20 кГц (3 дБ на 100 кГц, 1 дБ на 250 кГц).

ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ТЕЛЕВИЗИОННЫМ КАНАЛАМ И АППАРАТУРЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ

Требования, предъявляемые к основным качественным показателям телевизионных каналов большой протяженности, определяются ГОСТ 19463—74, Временными нормами ЕАСС и Рекомендациями МККР и МККТТ. Во всех указанных источниках нормируются требования к эталонным каналам протяженностью 2500 км (два переприема по видеочастоте), а в нормах ЕАСС нормируется также канал протяженностью до 12 500 км (четыре переприема по видеочастоте). Предполагается, что в пунктах переприема номинальный размах видеосигнала равен 1,0 В на входе передающей и 1,6 В на выходе приемной станции (с возможностью перехода на 1,0 В), полярность видеосигнала положительная, а номинальные входное и выходное сопротивления цепей ТВ равны 75 Ом при затухании несогласованности 30 дБ. Качество передачи сигналов определяется:

а) точностью сохранения формы передаваемых сигналов;
б) отношением сигнал/помеха;
в) стабильностью величины переданного сигнала во времени;
г) различием усиления сигналов яркости и цветности;
е) взаимным нелинейным влиянием между каналами яркости и цветности.

Переходные характеристики каналов оцениваются по величине искажения формы при передаче нормализованных ГОСТ 18471—73 испытательных сигналов. Оцениваются: передача крутого фронта, синусквадратичного импульса, плоской части «прямоугольных» импульсов частоты строк и частоты полей. Перекос плоской части импульсов частоты полей (определяемый искажениями в области низких видеочастот) оценивается при передаче испытательного сигнала № 1 (рис. П1*а*). Этот сигнал представляет собой последовательность импульсов длительностью 10 мс с частотой следования 50 имп/с (импульсы синхронизации строк обеспечивают нормальную работу схем ВПС при передаче). Величина перекоса плоской части импульса (без учета участков по 0,25 мс по краям импульса) на выходе канала протяженностью 2500 км по ГОСТ не должна превосходить 12% (±6% по Рекомендации 451 МККР).

Передача крутого фронта (переходная характеристика по ГОСТ) оценивается при передаче испытательного сигнала № 2.1 (рис. П1*б*), содержащего импульсы частоты строк длительностью 25 мкс, с длительностью фронта 0,08 мкс. На выходе канала фронт импульса должен укладываться в шаблон рис. П2*а*.

Перекос плоской части импульса частоты строк оценивается с помощью испытательного сигнала № 2.2 (рис. П1*в*) по величине перекоса плоской части его «прямоугольного» импульса длительностью 25 мкс (без учета участков по 1 мкс по краям импульса). На выходе канала величина перекоса по ГОСТ не должна превосходить 6% (±3% по Рекомендации 451 МККР).

Передача синусквадратичного импульса (импульсная характеристика по ГОСТ) оценивается с помощью сигнала № 2.2 (рис. П1*в*), содержащего синусквадратичный импульс длительностью 0,08 мкс, сложный синусквадратичный импульс длительностью 2 мкс (состоящий из синусквадратичного импульса сигнала яркости и синусоидального напряжения частоты 4,43 МГц, модулированного этим синусквадратичным импульсом) и *П*-импульс длительностью

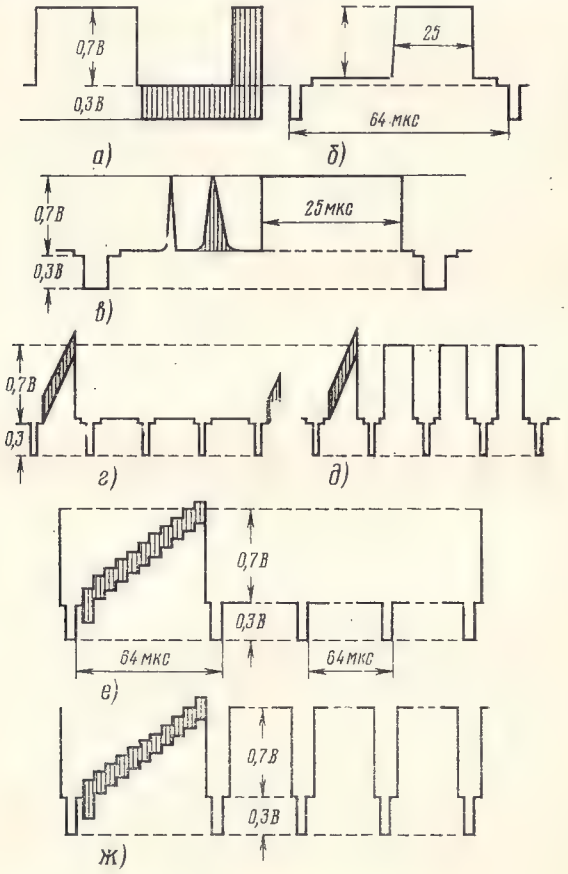


Рис. П.1. Испытательные сигналы

25 мкс. На выходе канала синусквадратичный импульс должен быть в пределах шаблона рис. П2*б*, и размах его должен быть в пределах (90—113) % от размаха *П*-импульса. С помощью сигнала № 2.2 оцениваются также различие усиления сигналов яркости и

цветности, которое согласно ГОСТ должно быть в пределах ±1 дБ, и расхождение между этими сигналами во времени, которое не должно превышать ±0,1 мкс по ГОСТ. Аналогичные нормы ±10% и ±0,1 мкс приведены и в Рекомендации 451 МККР. Величина искажений оценивается по изменению формы сложного синусквадратичного импульса длительностью 2 мкс.

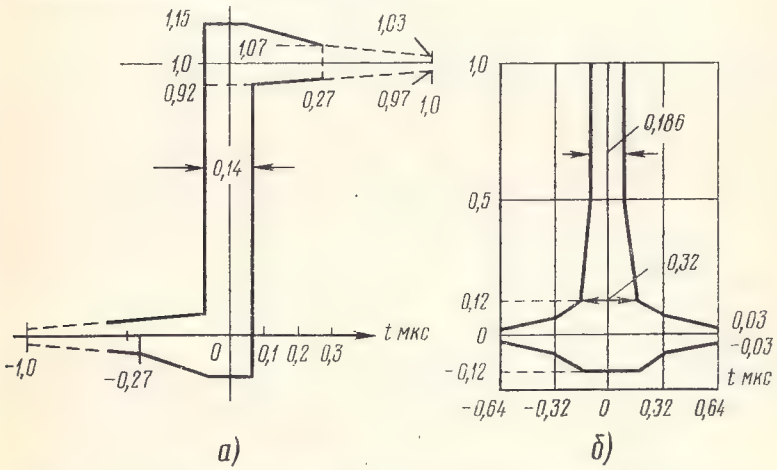


Рис. П.2. Шаблоны для оценки прохождения испытательных сигналов

При различии только усиления сигналов яркости и цветности сложный импульс изменяет свою форму, но остается симметричным относительно вертикальной оси (рис. П3*а, б*), различие только во времени задержки этих сигналов приводит к искажениям, показанным на рис. П3*в, г*. При различии и усиления, и времени задержки можно определить величину обоих видов отклонений по величинам Δ_1 и Δ_2 с помощью шаблона, показанного на рис. П4. Например, при $\Delta_1 = -5\%$ $\Delta_2 = +7\%$ (точка *о*) сигнал цветности опережает сигнал яркости примерно на 150 нс, а усиление его примерно на 0,3 дБ выше усиления сигнала яркости. Окончательная настройка канала с помощью устройств оперативной коррекции и контроль его качества производятся по переходным характеристикам. Предварительная настройка каналов осуществляется выравниванием частотных характеристик затухания и группового времени. Следовательно, последние должны быть в таких пределах, чтобы устройствами оперативной коррекции обеспечивались требуемые переходные характеристики. Частотные характеристики, нормируемые ГОСТ, Рекомендацией 421 МККТТ, показаны на рис. П5*а* и *б*. Для обеспечения необходимого качества передачи цветного телевидения допустимые отклонения в области частот 3,7—4,9 МГц должны быть снижены до ±0,10 мкс (пунктир на рис. П5*б*).

Нелинейные искажения сигнала яркости и импульсов синхронизации оцениваются с помощью испытательных сигналов № 3.2*а*

и 3.2*б* (рис. П1*г, д*), представляющих собой пилообразный импульс с наложенным на него синусоидальным напряжением частоты 1,2 МГц, с пропуском (рис. П1*г*) или без пропуска (рис. П1*д*) строк. На выходе приемного устройства синусоидальное напряжение отфильтровывается и подается на осциллограф. При отсутствии нелинейных искажений на экране осциллографа будет видно

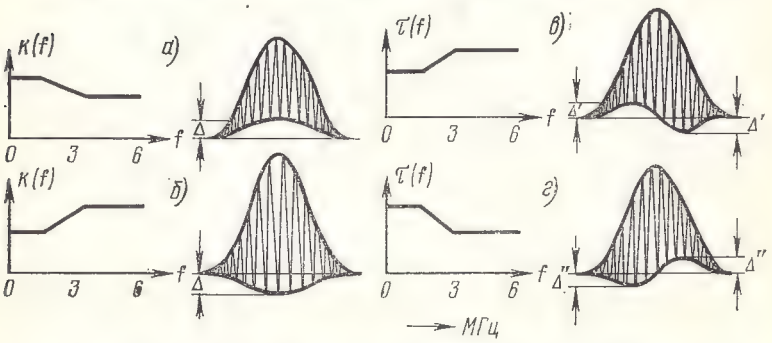


Рис. П.3. Изменение формы сложного синусквадратичного импульса при различии усиления или времени задержки для сигналов яркости и цветности

немодулированное синусоидальное напряжение (рис. П6*а*), а при наличии нелинейных искажений амплитуда напряжения изменяется вдоль оси времени (рис. П6*б, в*). Нелинейные искажения сигнала яркости определяются как $(1-\frac{m}{M})\cdot 100\%$ при частоте 1,2 МГц и в соответствии с ГОСТ не должны превышать 15% (в нормах ЕАСС указано 15%, в Рекомендации 421 МККР—20%). Допустимое изменение величины сигнала синхронизации при передаче сигналов 3.2*а* и 3.2*б* по ГОСТ должно быть в пределах от +10 до —15% (в Рекомендации 451 указано ±10%).

Искажения дифференциального усиления и фазы согласно ГОСТ оцениваются при передаче испытательного сигнала № 6 (рис. П1*е, ж*). Эти испытательные сигналы отличаются от сигналов 3.2*а, б* тем, что синусоидальный сигнал частоты 4,43 МГц в них наложен на ступенчатый сигнал, содержащий 11 ступенек в промежутке одной строки. Согласно ГОСТ искажения дифференциального усиления должны быть не более 15%, а дифференциального фазового сдвига — не более ±5°. (Рекомендация 451 МККР устанавливает норму для дифференциального усиления в канале яркости ±12%, в канале цветности ±8%, а для дифференциальной фазы ±4°.) Другие взаимные влияния между каналами яркости и цветности пока не нормируются.

Отношение сигнала яркости к взвешенной флуктуационной помехе (57 дБ) и к фоновой помехе (35 дБ) нормируется ГОСТ. При измерении флуктуационных помех необходимо передавать ток несущей частоты (чтобы обеспечить демодуляцию помехи в приемном устройстве) и, кроме того, с помощью режекторных фильтров

исключить периодические нелинейные помехи с частотами $f_л$ и $2f_л$. Величина отношения сигнал/помеха определяется как

$$20 \lg \frac{\text{размах сигнала изображения}}{\text{эффективное значение взвешенной помехи}}, \text{ дБ}.$$

Взвешивать помеху надо с помощью контура (см. рис. 5.9) с постоянной времени $\tau = 0{,}33$ мкс. Нормы МККТТ на величину этих помех для различных систем приведены в табл. П1.

Таблица П1

Число строк	Номинальная полоса видеочастот, МГц	Отношение сигнал/помеха, дБ
525	4,3	56
625	5,0	52
625	6,0	57
819	5,0 или 10,0	52 или 50

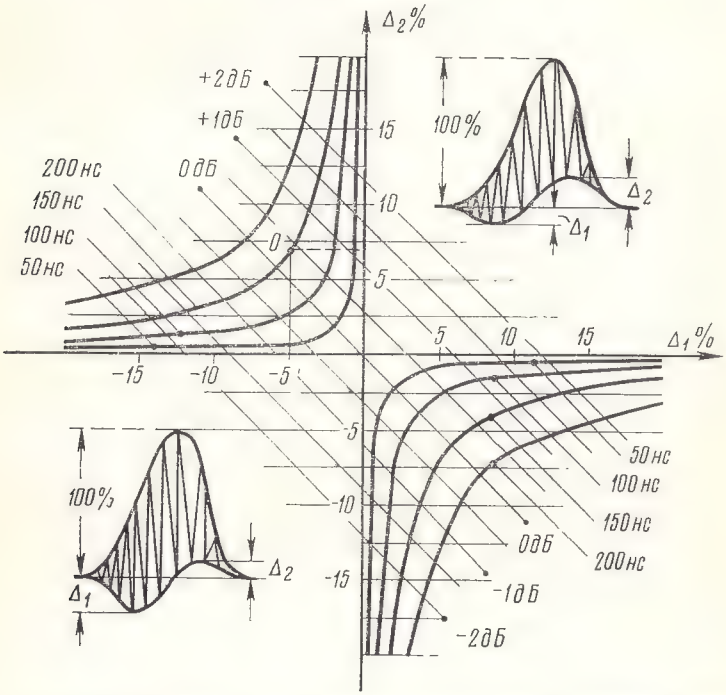


Рис. П.4. Шаблоны для определения величины усиления и времени задержки сигналов яркости и цветности

Отношение сигнала яркости к взвешенной помехе в канале цветности нормировано Рекомендацией 451 МККР и составляет 46 дБ (при норме 52 дБ для помехи в канале яркости). Взвешивать помеху рекомендуется с помощью полосового фильтра (см. рис. 5.10). Для отечественных систем при протяженности каналов 2500 км норма на помехи установлена 50 дБ с учетом работы магистралей

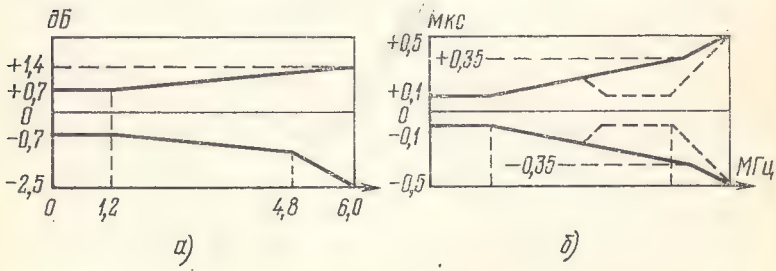


Рис. П.5. Допуски на частотные искажения затухания и времени замедления

большей протяженности. Допустимая величина синусоидальных помех ГОСТ пока не нормирована (в Рекомендации 451 МККР указана норма 55 дБ).

На кабельных магистралях синусоидальные помехи измеряются с помощью избирательных указателей уровня. При измерении помех частотой $2f_л$ на входе указателя включается режекторный

Рис. П.6. Осциллограммы выделенных фильтром синусоидальных напряжений частоты 1200 кГц

фильтр, устраняющий помехи частотой $f_л = 2491$ кГц, а при изменении помехи частотой $f_л$—режекторный фильтр на частоту $2f_л$.

Установочное отклонение коэффициента передачи канала от номинального (±0,5 дБ) нормируется ГОСТ. Допустимое изменение этого параметра во времени приводится в нормах ЕАСС. Нестабильность остаточного затухания за 1 с не более ±0,3 дБ, за 1 ч не более ±1 дБ для магистрали протяженностью 2500 км и соответственно ±0,6 и ±2 дБ для магистрали протяженностью 12 500 км. Рекомендация 451 предусматривает более жесткие нормы: ±0,2 и ±0,5 дБ соответственно.

К аппаратуре оконечных станций ТВ следует предъявлять значительно более строгие нормы. Так, перекос плоской части импульса частоты полей не должен превышать 12% для магистрали с двумя переприемами и тремя оконечными станциями. Одна оконечная станция должна обеспечивать норму не более 12 : 3 = 4%. Допускается перекос импульса частоты строк порядка 3,0%. К требованиям в части передачи крутого фронта и синусквадратичного импульса подход может быть иным. Небольшие искажения АЧХ и

ХГВЗ, внесенные на каком-либо участке магистрали, могут быть скорректированы в месте приема. Поэтому аппаратура должна обеспечивать величину выброса не более 8—10% при длительности фронта до 0,12 мкс. Искажения АЧХ и ХГВЗ оконечной станции должны также обеспечивать (без устройств оперативной коррекции) различие усиления сигналов яркости и цветности менее 1 дБ, а различие их времен задержки не более 0,1 мкс.

Общие допустимые нелинейные искажения сигнала вносятся примерно в равной мере аппаратурой линейного тракта и оконечной аппаратурой. Поэтому требования по нелинейным искажениям одной станции могут составить $15\%\left(\frac{1}{6}\right)^{\frac{2}{3}}=4{,}5\%$, а искажения импульсов синхронизации от +3% до —4,5%. Большая часть мощности шумов отводится на линейный тракт. На оконечную аппаратуру отводится не более 25—30% общей мощности шума. Поэтому при общей норме 57 дБ для одной станции норма на отношение сигнал/шум в канале яркости возрастает до 57 дБ+10lg4+10lg3= =68 дБ. Аналогичным образом определяются и требования к периодическим помехам оконечной станции. Нестабильность коэффициента передачи линейного тракта в значительной мере компенсируется оконечной аппаратурой (использованием устройств АРУ).

К каналам звукового сопровождения телевидения предъявляются требования, соответствующие требованиям к монофоническим каналам с передаваемой нормируемой полосой звуковых частот от 0,04 до 15 кГц. Согласно рекомендациям МККТТ (1973 г.) основные параметры каналов должны удовлетворять следующим требованиям:

Искажения АЧХ по отношению к частоте 0,8 или 1,0 кГц в области частот 0,04—0,125 и 10,0—14,0 кГц, не более	+0,5 и —2,0 дБ
То же, в области частот 0,125—10,0 кГц	±0,5 дБ
То же, в области верхних частот 14—15 кГц	от +0,5 до —3,0 дБ
Отклонение ГВЗ от его минимального значения на частоте 0,04 кГц	⩽55 мс
То же, на частоте 0,075 кГц	⩽24 мс
То же, на частоте 14,0 кГц	⩽8 мс
То же, на частоте 15 кГц	⩽12 мс
Нелинейные искажения в диапазоне 0,04—0,125 кГц, не более	1%
То же, в диапазоне 0,125—7,5 кГц	0,5%
Защищенность сигнала с максимальным уровнем от псофометрических помех, не менее	60 дБ
То же, от интегральных помех	48 дБ
То же, от селективных помех	82 дБ+$\Delta p_{\text{псоф}}$ ($\Delta p_{\text{псоф}}$ — поправка на показания псофометра)
Погрешность частоты по отношению к частоте передаваемого сигнала, не более	1 Гц

Поскольку большая часть допустимой величины помех падает на аппаратуру линейного тракта, к оконечной аппаратуре следует предъявлять более жесткие требования.

ВЫВОДЫ НЕКОТОРЫХ ФОРМУЛ

Выводы расчетных формул для определения временны́х и спектральных характеристик наклонной ступеньки напряжения и косинусквадратичного импульса (табл. 3.1), а также решения интегралов (3.11), (3.19), (3.24) и (3.28) приведены в [30].

Вывод ф-л (8.9) и (8.10). Для сигнала рис. 8.4*а* интеграл (8.7) разделяется на два интеграла:

$$f_2(t) = f_{2.1}(t) + f_{2.2}(t) \ldots$$

$f_{2.1}(t)$ представляет выходной сигнал, обусловленный скачком напряжения на величину A_1 в момент времени $t=0$. Для этого сигнала (согласно 8.3 и 8.7) $f(p)=A_1$.

Выходной сигнал

$$f_{2.1}(t) = \frac{1}{2\pi\,\mathrm{i}} \int\limits_{+\mathrm{i}\infty}^{-\mathrm{i}\infty} \frac{\mathrm{e}^{pt}}{p} A_1 \frac{R_0(1+pb)}{c+pR_0b}\,dp \ldots$$

Интеграл решается с помощью вычетов. Подынтегральная функция имеет два полюса:

$$p_1 = 0 \quad \text{и} \quad p_2 = -\frac{c}{bR_0}.$$

Следовательно,

$$f_{2.1}(t) = A_1 R_0 [\mathrm{res}_1 \varphi(p) + \mathrm{res}_2 \varphi(p)],$$

где вычет относительно полюса p_1

$$\mathrm{res}_1 \varphi(p) = \lim_{p\to 0} (p-0) \frac{\mathrm{e}^{pt}}{p} \frac{1+pb}{c+pR_0b} = \frac{1}{c},$$

а

$$\mathrm{res}_2 \varphi(p) = \lim_{p\to -\frac{c}{R_0 b}} \left(p + \frac{c}{R_0 b}\right) \frac{\mathrm{e}^{pt}}{p} \frac{1+pb}{c+pR_0b} =$$

$$= \mathrm{e}^{-\frac{c}{R_0 b}t} \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{c}\right).$$

Таким образом,

$$f_{2.1}(t) = A_1 R_0 \left[\frac{1}{c} + e^{-\frac{c}{R_0 b} t} \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{c} \right) \right] =$$

$$= \frac{A_1}{c} \left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{R_0 b} t} \right] \ldots,$$

так как $c = R_0 + R_3$.

Второй интеграл обусловлен скачком напряжения на величину A в момент времени $t = \tau$ и поэтому может быть записан как

$$f_{2.2}(t) = \frac{A}{c} \left[R_0 + R_3 e^{-\frac{c}{R_0 b}(t-\tau)} \right].$$

Он существует, лишь начиная с момента времени $t = \tau$.

Вывод ф-лы (8.14). Подынтегральная функция (8.14) имеет два полюса: $p_1 = 0$ — второго порядка и $p_2 = -c/bR_0$ — первого порядка. Вычет относительно первого полюса:

$$\operatorname{res}_1 \varphi(p) = \lim_{p \to 0} \left\{ \frac{d}{dp} \left[\frac{1}{p^2} e^{pt} \frac{1 + pb}{c + pR_0 b} \right] \right\} = \frac{ct + bR_3}{c^2},$$

$$\operatorname{res}_2 \varphi(p) = \lim_{p \to p^2} \left[\left(p + \frac{c}{bR_0} \right) \frac{1}{p^2} e^{pt} \frac{1 + pb}{c + pR_0 b} \right] =$$

$$= -\frac{bR_3}{c^2} e^{-\frac{c}{bR_0} t};$$

$$f_{2.1}(t) = \frac{AR_0}{\tau_\Phi} [\operatorname{res}_1 \varphi(p) + \operatorname{res}_2 \varphi(p)] =$$

$$= \frac{AR_0}{c^2 \tau_\Phi} \left[ct + bR_3 \left(1 - e^{-\frac{c}{bR_0} t} \right) \right].$$

Решение интегралов (8.24) и (8.31). Первый интеграл

$$\frac{A_1}{2\pi i} \int_{i\infty}^{-i\infty} \frac{1}{p} e^{pt} \, dp = A_1 \operatorname{res}_1 \varphi(p) =$$

$$= A_1 \lim_{p \to 0} \left[(p - 0) \frac{1}{p} e^{pt} \right] = A_1.$$

Подынтегральная функция второго интеграла имеет три полюса: $p_1 = 0$; $p_{2,3} = -b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}/2a$, где $a = L_3 C_3 (R_0 + R_3)$; $b = C_3 R_3 R_0$; $c = R_0 + R_3$;

$$\operatorname{res}_1 \varphi(p) = \lim_{p \to p_1} \left[(p-0) \frac{1}{p} e^{pt} \frac{R_3 (p^2 L_3 C_3 + 1)}{ap^2 + bp + c} \right] = \frac{R_3}{R_0 + R_3};$$

$$\operatorname{res}_2 \varphi(p) = R_3 \lim_{p \to p_2} \left[e^{pt} \frac{p^2 L_3 C_3 + 1}{p} \right] \lim \frac{p - p_2}{ap^2 + bp + c}.$$

Используя правило Лопиталя, находим

$$\operatorname{res}_2 \varphi(p) = R_3 \frac{1}{p_2} e^{p_2 t} \frac{p_2^2 L_3 C_3 + 1}{2ap_2 + b}.$$

Аналогично находим

$$\operatorname{res}_3 \varphi(p) = R_3 \frac{1}{p_3} e^{p_3 t} \frac{p^2 L_3 C_3 + 1}{2ap_3 + b}.$$

Следовательно,

$$f_2(t) = A_1 - A \frac{R_3}{R_0 + R_3} - A_1 R_3 \left[\frac{e^{p_2 t} \left(p_2^2 L_3 C_3 + 1 \right)}{p_2 (2ap_2 + b)} + \right.$$
$$\left. + \frac{e^{p_3 t} \left(p_3^2 L_3 C_3 + 1 \right)}{p_3 (2ap_3 + b)} \right].$$

После подстановки выражений для p_2 и p_3 приходим к ф-ле (8.25).

Первый интеграл выражения (8.31) равен A_1. Подынтегральная функция второго интеграла имеет два полюса: $p_{1,2} = -b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}/2a$, где $a = L_3 C_3 R_0 R_3$; $b = L_3 (R_0 + R_3)$; $c = R_0 R_3$;

$$\operatorname{res}_1 \varphi(p) = \lim_{p \to p_1} \frac{(p - p_1) e^{pt}}{ap^2 + bp + c} = e^{p_1 t} \frac{1}{2ap_1 + b};$$

аналогично

$$\operatorname{res}_2 \varphi(p) = e^{p_2 t} \frac{1}{2ap_2 + b}.$$

Следовательно,

$$f_2(t) = A_1 \left[1 - R_3 L_3 \left(e^{p_1 t} \frac{1}{2ap_1 + b} + e^{p_2 t} \frac{1}{2ap_2 + b} \right) \right].$$

После подстановки значений p_1 и p_2 и упрощений приходим к ф-ле (8.32).

Определение уровня помех вида $f_{1мс} + f_{2мс} - f_{тв}$ в канале ТЧ. Расчет помех вида $f_{тв} - (f_{1мс} + f_{2мс})$ приведен в [40]. Аналогичным образом рассчитывается помеха вида $f_{1мс} + f_{2мс} - f_{тв}$. Область распределения помех от $2f_1 - f_{тв} \leqslant f_п \leqslant f_2 + f_1 - f_{тв}$ (такая помеха попадает только в самые верхние каналы системы К-3600). Помеха частоты $f_п = f_{1мс} + f_{2мс} - f_л$ образуется при взаимодействии несущей частоты канала ТВ и составляющих сигнала ТЧ с частотами f и

$f_п+f_л-f$. Мощность помехи от взаимодействия сигнала ТВ (например, тока несущей частоты) и составляющих двух сигналов ТЧ (мощность каждой соответствует мощности сигналов ТЧ в полосе частот 1 Гц с учетом предыскажения их уровней передачи с крутизной γ) на выходе одного усилителя равна [37, 40]

$$P_{(A+B-\text{ТВ})\,[1\text{ Гц}]}=9R^2a_3^2P_{\text{ТВ вх}}\,P^2_{[1\text{ Гц}]\,\text{вх}}(f_1)\,e^{2\gamma(f-f_1)}\,e^{2\gamma(f_п+f_л-f_1-f)}.$$

Мощность суммарной помехи от взаимодействия всех возможных пар сигналов ТЧ

$$P_{\Sigma\,[1\text{ Гц}]}(f_п)=9R^2\,\frac{a_3^2}{2}\,P_{\text{ТВ вых}}\;P^2_{[1\text{ Гц}]\,\text{вх}}(f_1)\,e^{-2\gamma f_1}\times$$

$$\times\,e^{2\gamma(f_п+f_л-f_1)}\int\limits_{f_1}^{f_п+f_л-f_1}df$$

или

$$P_{\Sigma\,[1\text{ Гц}]}(f_п)=36\,P_{\text{ТВ вых}}\,e^{-2(a_{\text{гэ}0}-2p_{\text{к.н.ср}}+\ln\Delta f')}\times$$

$$\times\,e^{2\gamma(f_п+f_л-2f_1)}\,(f_п+f_л-2f_1).$$

Уровень помехи в канале ТЧ со средней частотой $f_п$ на выходе магистрали

$$p_{(A+B-\text{ТВ})\text{к}}(f_п)=p_{\text{ТВ}}+2\,p_{\text{к.н.ср}}-a_{\text{г эо}}(f_п)+1{,}8+\frac{1}{2}\ln\Delta f-$$

$$-\frac{3}{2}\ln\Delta f'-\gamma\,(f_п+f_л-2f_1)+$$

$$+\frac{1}{2}\ln\,(f_п+f_л-2f_1)-(a_{\text{пред}}-S_1)+\Delta\Pi_3.$$

Расчет уровня других помех приведен в [37, 40].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Телевидение** черно-белое. ГОСТ 7845—72. Введ. 27/XI. 1972. М. 16 с.
2. **Телевидение** цветное. ГОСТ 19432—74. Введ. 1/I. 1975. М. 15 с.
3. **Тракты** телевизионные вещательные передачи изображения. ГОСТ 19463—74. Введ. 1/I 1976. М. 33 с.
4. **Тракты** телевизионные вещательные передачи изображения. ГОСТ 18471—73. Введ. 1/I 1974. М. 24 с.
5. **МККР.** Документы XI пленарной ассамблеи (Осло, 1966). Т. IV (Радиовещание, телевидение). М., «Связь», 1968. 388 с.
6. **Система** высокочастотного телефонирования К-1920. Информ. сб. «Техника связи». М., Связьиздат, 1962. 319 с.
7. **Система** многоканальной связи К-1920. М., «Связь», 1968. 480 с.
8. **Многоканальная** связь. Под ред. И. А. Аболица. М., «Связь», 1971. 487 с.
9. **Асташкевич А. С., Кнель Г. С., Оксман А. К.** Усовершенствованная аппаратура телевизионных станций К-1920У.—«Электросвязь», 1974, № 3, с. 55—57.
10. **Асташкевич А. С., Оксман А. К.** Аппаратура контроля телевизионных программ.—«Вестник связи», 1967, № 5, с. 5—7.
11. **Бороздюк Г. Г. и др.** Усовершенствованная аппаратура многоканальной связи по коаксиальному кабелю К-1920У.—«Электросвязь», 1971, № 8, с. 24—34 и № 9, с. 50—55.
12. **Белов В. Н.** Синхронизация несущих частот в системах передачи ТВ по коаксиальному кабелю при коэффициенте глубины модуляции линейного сигнала более 150%.—«Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1970, вып. 9, с. 3—10.
13. **Белов В. Н.** Узкополосный фильтр, автоматически управляемый по фазе. — «Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1970, вып. 1, с. 54—65.
14. **Гольдман С.** Гармонический анализ, модуляция и шумы. М., ИИЛ, 1951. 408 с.
15. **Давыдов Г. Б.** Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей. М., Связьиздат, 1960. 293 с.
16. **Дворкович В. П., Шабетник В. Д.** Измерение телевизионных трактов в области цветной поднесущей.—«Техника кино и телевидения», 1969, № 4, с. 55—57.
17. **Добровольский Г. В.** Передача импульсов по каналам связи. М., Связьиздат, 1960. 216 с.
18. **Егоров К. П.** Основы многоканальной связи. М., «Связь», 1964. 416 с.
19. **Егоров К. П.** Передача телевизионных сигналов по линиям дальней связи. Лекции по технике связи. М., Связьиздат, 1953. 34 с.
20. **Коган С. С., Мовшин С. И., Заплетина К. М.** Гармонический корректор телевизионного канала коаксиального кабеля.—«Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1961, вып. 6, с. 143—152.

21. **Кнель Г. С., Пекедов В. С.** Устройство для преобразования динамического диапазона аналоговых сигналов. А. С. № 336833 (СССР). Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 14, с. 204.
22. **Кривошеев М. И.** Основы телевизионных измерений. М., «Связь», 1964. 592 с.
23. **Кривошеев М. И., Дворкович В. П.** Измерения в цветном телевидении. «Новое в технике связи». М., «Связь», 1971, 135 с.
24. **Круг К. А.** Переходные процессы в линейных электрических цепях. М.—Л., Госэнергоиздат, 1948. 344 с.
25. **Кутуков Л. В.** Переходные процессы в точечных полупроводниковых диодах. М., Институт точной механики и вычислительной техники АН СССР, 1959. 19 с.
26. **Кронгауз Ю. С.** Измерение искажений сигналов цветности в трактах кабельных магистралей. — «Электросвязь», 1975, № 11, с. 27—30.
27. **Милевский Ю. С., Кронгауз Ю. С.** Передача сигналов цветного телевидения по магистралям коаксиального кабеля, оборудованным аппаратурой К-1920. — «Электросвязь», 1971, № 1, с. 12—19.
28. **Милевский Ю. С., Петухов В. П.** Система передачи К-3600.— «Электросвязь», 1975, № 10, с. 19—26.
29. **Мороз И. А. и др.** Оконечная аппаратура телевизионного канала и канала звукового сопровождения.—«Вопросы радиоэлектроники», серия XI, 1961, вып. 6, с. 103—126.
30. **Оксман А. К.** Передача телевизионных сигналов по коаксиальным кабелям. М., «Связь», 1966. 199 с.
31. **Оксман А. К.** Демодуляция модулированных телевизионных сигналов с несимметричными боковыми полосами.—«Электросвязь», 1956, № 7, с. 3—21.
32. **Оксман А. К.** Флуктуационные помехи в междугородном телевизионном канале коаксиального кабеля.—«Электросвязь», 1957, № 10, с. 3—10.
33. **Оксман А. К.** Оптимальная глубина модуляции телевизионных сигналов в системах связи по коаксиальным кабелям. — «Электросвязь», 1959, № 6, с. 50—58.
34. **Оксман А. К.** Нелинейные помехи в линейном тракте коаксиального кабеля при совместной передаче телефонных и телевизионных сигналов. — «Электросвязь», 1960, № 3, с. 34—43.
35. **Оксман А. К.** Предварительное искажение телевизионных сигналов в системах коаксиального кабеля. — «Электросвязь», 1961, № 7, с. 37—47.
36. **Оксман А. К.** Амплитудно-частотные искажения и переходные характеристики телевизионных каналов коаксиального кабеля.— «Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1964, вып. 5, с. 3—19.
37. **Оксман А. К.** Расчет величины нелинейных помех в усилителе многоканальной системы дальней связи.—«Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1972, вып. 4, с. 3—16.
38. **Оксман А. К.** Расчет требований к линейности усилителей и определение оптимального режима загрузки линейного тракта систем связи по коаксиальным кабелям.—«Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1972, вып. 4, с. 17—30.
39. **Оксман А. К.** Модуляторы и демодуляторы широкополосных импульсных сигналов.—«Электросвязь», 1972, № 6, с. 51—56.

40. **Оксман А. К.** Нелинейные помехи в многоканальных системах связи по коаксиальному кабелю, обусловленные передачей телевизионного сигнала.—«Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1974, вып. 9, с. 3—16.
41. **Оксман А. К.** Расчет нелинейных шумов при передаче двух многоканальных телефонных сигналов по общему тракту.—«Вопросы радиоэлектроники», серия «ТПС», 1975, вып. 1, с. 101—115.
42. **Певзнер Б. М.** Системы цветного телевидения. М.—Л., «Энергия», 1969. 231 с.
43. **Стрижевский Н. З.** Коррекция произвольных линейных искажений в трактах телевизионного вещания. «Новое в технике связи». М., «Связь», 1966. 78 с.
44. **Татаринов В. В.** Трехзначные таблицы интегральных синусов и косинусов. М., Связьтехиздат, 1934.
45. **Телевидение.** Под ред. П. В. Шмакова. М., «Связь», 1970. 540 с.
46. **Ульянов В. Н., Хитров Н. Г., Макаров В. В.** Построение схем фиксации для телевизионной аппаратуры.—«Электросвязь», 1975, № 4, с. 7—11.
47. **Передача** сообщений. Т.1. Перевод с нем. под ред. Ю. Д. Фарбера. М., «Связь», 1971. 367 с.
48. **Системы** ВЧ телефонирования по междугородным кабельным линиям. Информ. сб. «Техника связи за рубежом». М., Связьиздат, 1958, с. 3—23.
49. **Система** связи по коаксиальному кабелю до 12 МГц.—«Зарубежная техника связи», 1959, вып. 1, с. 10—25.
50. **Система** ВЧ связи по коаксиальному кабелю типа № 8А до 12 МГц (Англия).—«Зарубежная техника связи», 1961, вып. 6, с. 23—49.
51. **Техника** передачи телевизионных программ по кабельным линиям ведомства связи (ФРГ).—«Зарубежная техника связи», 1961, вып. 1, с. 3—27.
52. **Система** связи L-3. Информ. сб. «Техника связи за рубежом». М., Связьиздат, 1957. 116 с.
53. **Вклады** МККТТ. № 41-Е (1973), № 46-Е (1973), № 100-Е (1974), №-4Е (1973).
54. **ICTT.** Fifth plenary assembly Green Book. Line Transmission, 1973. (Geneva 1972), p. 501—531.
55. **ICCR** Report 486 (1974). Transmission performence of television circuits designed for use in international circuits designed for use in international connections. Geneva, 1974, p. 55.
56. **Morisson L. W.** Television Terminals for Coaxial Systems.—«Electrical Eng.», 1950, February.
57. **Roche A. H., Weawer L. E.** Television Frequency-Translating Terminals Equipment for the Birmingham-Holme Moss Coaxial System.—«Proc. IEE», 1952.
58. **Harling D. W.** Long Cable Links for Television.—«British Commun. and Electronics», 1958, N 6.
59. **Cameron H. F. L., Parrett G. E.** An Introduction to the 12,5 mc. Coaxial Line Transmission System.—«ATE Journal», 1961, N 1, p. 1—13.
60. **Mertz P., Gray F.** A Theory of scanning and its relation to the Transmitted signal in telephotography and television.—«BSTJ», 1934, N 7.

61. **Gutenberg W., Ettler E.** Die Endeinrichtungen für die Trägerfrequente Übertragung von Fernseheprogrammen auf Coaxial Kabeln. — «Siemens Zeitschrift», 1963, N 10, p. 739—745.
62. **Gutenberg W., Kügler E.** Modulation von Fernsehesignalen für gemeinsame Übertragung von Fernsprechen und Fernsehen auf Kabeln. — «NTZ», 1964, N 7, p. 325—331.
63. **Bakker H. L., Dert L. F.** Modulation System, type 8TR331 for the Transmission of Television Signals 12 MHz equipment for Coaxial Cables. — «Phillips Telecom. Review», 1971, May, v. 29, N 4, p. 150—159.
64. **Bakker H. L., Dert L. F.** Measuring results of simultaneous Television and Telephony Transmission over 12 MHz Coaxial Cable. — «Phillips Telecom. Review», 1971, May, v. 29, N 4, p. 160—164.
65. **Bordiss H. J. K., Davies A. P.** A 12 Mc/s Coaxial Line Equipment CEL N 8A. — «The Post office Electr. Eng. Journal», 1961, VII, p. 73—81.
66. **Morishita Satoji, Mano Funuo.** Television Transmission through C-60M System. — «Review of the Electr. Communic. Lab.», 1972, May — June, v. 20, p. 422—444.
67. **Sawada Shin'ichiro, Matsuda Shizuo.** C-60M Coaxial System. — «Review of the Electr. Communic. Lab.», 1972, May — June, v. 20, p. 359—374.
68. A new 12/18 MHz coaxial transmission system for 3600 channels.—«Phillips Telecommunication Review», 1976, Oct., v. 34, N 3, p. 89—101.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоматическая регулировка глубины модуляции *250*
Автоматическое снижение уровня немодулированной несущей частоты *161, 250*

Взвешивающая функция *107*
Видеокорректор *234*
Видеосигнал черно-белого телевидения *5*
— цветного телевидения *7, 10*
Выделитель тока несущей частоты *252*
— управляющих импульсов *243*

Генератор несущих частот *244*
— синхронизируемый *247*
— — по второй гармонике *255*
Глубина модуляции сигнала ТВ *32, 33*

Демодулятор синхронный *120, 143*

Импульсы синхронизации *50*
Искажения АЧХ колебательные *74*
— — монотонные *63, 64*
— — на ограниченном интервале частот *72*
— — немонотонные *67, 69*
Искажения ФЧХ в интервале частот *82*
— — колебательные *80*
— — монотонные *78*
Искажения линейные регулярные *220*
— — нерегулярные *231, 232*
Искажения нелинейные при передаче черно-белого ТВ *91*
— — при передаче ЦТВ *92*
— — типа «дифференциальное уравнение» *94, 262*
— — типа «дифференциальная фаза» *94, 262*
Искажения фазовые при неточной синфазности *122*
Искажения формы сигналов при неточной синхронной демодуляции *132*
— — — при линейном детектировании *134*
— — — при значительной длительности переходного процесса в диодах модулятора *116*
Искажения тракта амплитудно-частотные *49, 50*
— — фазо-частотные *50*

Кабели магистральные *20*
Классификация нелинейных искажений *94*
Коммутация фазы поднесущей *9*
Компрессор динамического диапазона *244*
Контур взвешивающий *110*
— восстановления *244*
— предыскажений *244*
Корректоры искажений постоянные *229*
— — переменные *230*
— — оперативные *232*
— — локального действия *232*
— — гармонические *232, 233, 235, 246, 248*
— — косинусные *237*
Коррекция высокочастотная *10*
Коррекция предварительная низкочастотная *9*
Коэффициент передачи демодулятора *147*
— — модулятора *147*

Модели сигналов ТВ *152, 153*
Модулятор кольцевой *111, 136*
— фазоразностный *240*
Мощность помехи среднечасовая *160*

Мощность помехи среднеминутная *160*

Нелинейные искажения видеосигнала ЦТВ *93*
— — в модуляторе *113*
— — черно-белого видеосигнала *90*

Передача с несимметричными боковыми полосами *24*
Перемодуляция сигнала ТВ *32*
Полоса частот видеотракта *19*
Помехи периодические *99*
— распределенные по спектру *104*
— флуктуационные в линейном тракте *176, 207*
— — в оконечной аппаратуре *178*
Помехи при передаче нескольких сигналов ТВ и многоканальных телефонных сигналов:
в каналах ТВ *173, 174*
в каналах ТЧ *172, 175*
второго порядка *174*
третьего порядка *174*
Помехи при передаче сигнала ТВ:
второго порядка разностной частоты *183*
второго порядка суммарной частоты *151*
третьего порядка *156*
Помехи при нелинейном взаимодействии сигнала ТВ и многоканального:
второго порядка *158*
третьего порядка *159*
в каналах ТЧ *161*
при передаче «белого поля» *163*
при передаче «черного поля» *164*
при передаче испытательного сигнала *164*
при передаче немодулированной несущей частоты *164*
Помехи в каналах ТВ от многоканального сигнала *169*
— — от двух многоканальных сигналов *171*
Преобразование сигнала ТВ *27, 28, 47*
Преобразователь частоты синхронный *29, 30*

Предыскажения сигнала ТВ в области несущей частоты *180*
— — в области второй гармоники несущей частоты *189*
— — в области нижних видеочастот *191*
— — в области цветовой поднесущей *192*
Предыскажения уровней передачи *207*
Поляризатор видеосигнала *255*
Процессы переходные в идеальном тракте *56*
— — при искажениях АЧХ *61*
— — при искажениях ФЧХ *77*
— — при искажениях АЧХ и ФЧХ *85*

Распределение мощности видеосигнала *15*
Расширитель динамического диапазона *248*
Регулятор гармонического корректора *248*

Сигналы испытательные *50, 52*
Сигнал испытательный телевизионный с импульсом длительностью 10 мс *259*
— — — с фронтом 0,08 мкс *259*
— — — с импульсом длительностью 25 мкс *259*
— — — с синусоквадратичным импульсом *260*
— — — со сложным синусоквадратичным импульсом *260*
— — — с пилообразным импульсом *260*
Сигнал отраженный *86*
Сигнал ЦТВ полный *10*
— — цветности *8*
— — цветовой синхронизации *10*
— — яркости *7*
Сигнал ЦТВ модулированный *154*
Система ЦТВ SECAM *8*
— — NTSC *11*
— — PAL *11*
Системы передачи с одновременной передачей сигналов ТВ и ТЧ *22, 23*
— — с несколькими каналами ТВ *42*

Система передачи с универсальным трактом *21*
Сложение нелинейных помех *211*
Сопротивление входное демодулятора *146*
— — модулятора *142*
Спектр коммутируемой поднесущей частоты *16*
Спектр линейных частот сигнала ТВ *25, 46*
Спектр черно-белого видеосигнала *14*
Стандарты телевидения *7*
Ступенька напряжения единичная *57*
— — наклонная *58*

Требования к каналам звукового сопровождения *256*
— — телевидения *259*

Уровень передачи сигнала ТВ *220*

Устройство выделения несущей частоты *35*
— генерации несущих частот *31*
— передающее *30*
— приемное *31, 34*
— синфазирования *36*

Фиксатор уровня синхроимпульсов идеальный *199, 202*
— — — неуправляемый *202*
— — — управляемый *203, 243*
Фильтр формирующий *31, 39*

Четкость телевизионного изображения *17*

Характеристики идеализированного видеотракта *18*
— кабеля *20*
— тракта переходные *50, 53*
— — частотные *49, 53*

Шумы усилителей *26*

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3

ГЛАВА 1. СИГНАЛЫ ЧЕРНО-БЕЛОГО И ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ 5

1.1. Основные сведения о телевизионном видеосигнале . . 5
1.2. Спектральный состав и распределение мощности реальных видеосигналов 12
1.3. Полоса частот, необходимая для высококачественной передачи видеосигналов 17

ГЛАВА 2. ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ 19

2.1. Краткие сведения о магистральных коаксиальных кабелях 19
2.2. Системы передачи с одним каналом ТВ 21
2.3. Преобразование спектра сигнала ТВ в системах с одним каналом ТВ. Структурная схема аппаратуры преобразования сигналов 27
2.4. Формирование сигнала в аппаратуре оконечных станций 38
2.5. Системы передачи с несколькими каналами ТВ . . . 42

ГЛАВА 3. ВЛИЯНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРАКТА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ 48

3.1. Общие замечания 48
3.2. Переходные характеристики и испытательные сигналы . 50
3.3. Переходные процессы в идеальном тракте (влияние ограничения полосы передаваемых частот) 56
3.4. Переходные характеристики трактов с идеальной фазовой характеристикой при наличии амплитудно-частотных искажений 61
3.5. Переходные характеристики тракта с фазовыми искажениями при отсутствии амплитудно-частотных искажений . 77
3.6. Переходные характеристики тракта с амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями 85

ГЛАВА 4. ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ 89

Стр.

ГЛАВА 5. ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ 97

5.1. Общие замечания 97
5.2. Периодические помехи 98
5.3. Флуктуационные помехи 104

ГЛАВА 6. МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ 111

6.1. Модуляция сигналов на передающей стороне 111
6.2. Демодуляция сигналов на приемной стороне 118
6.3. Модуляторы и демодуляторы телевизионных видеосигналов 135

ГЛАВА 7. НЕЛИНЕЙНЫЕ И ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ПОМЕХИ В ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ И АППАРАТУРЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ 148

7.1. Общие замечания 148
7.2. Помехи от взаимодействия составляющих телевизионного сигнала 150
7.3. Помехи при нелинейном взаимодействии многоканального сигнала и сигнала ТВ 157
7.4. Помехи в каналах ТВ, обусловленные нелинейным взаимодействием составляющих многоканального сигнала . . 167
7.5. Нелинейные помехи при передаче нескольких сигналов ТВ и при совместной передаче их с многоканальными сигналами 172
7.6. Флуктуационные помехи линейного тракта 176
7.7. Нелинейные и флуктуационные помехи в аппаратуре оконечных станций 177

ГЛАВА 8. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ 179

8.1. Предварительное искажение сигналов ТВ 179
8.2. Оптимальная глубина модуляции телевизионных сигналов 193
8.3. Передача постоянной составляющей видеосигнала . . 197
8.4. Выбор точных значений несущих и контрольных частот . 204

ГЛАВА 9. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ И РАСЧЕТ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ ТВ И ТЧ 206

9.1. Общие замечания 206
9.2. Определение оптимального режима загрузки усилителей при передаче сигналов ТЧ во всем линейном спектре частот 207
9.3. Расчет отношения сигнал/помеха и определение уровня передачи телевидения в системах связи с одним каналом ТВ 217
9.4. Определение уровня передачи телевидения и расчет помех в каналах ТВ и ТЧ в системе с двумя каналами ТВ . . 226

ГЛАВА 10. КОРРЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТЕЛЕВИЗИОННОМ ТРАКТЕ 228

Стр.

ГЛАВА 11. АППАРАТУРА ОКОНЕЧНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СТАНЦИЙ 238

11.1. Аппаратура передачи сигналов ТВ системы К-1920 . . 238
11.2. Аппаратура передачи сигналов ТВ системы К-3600 . . 248

ГЛАВА 12. ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ В ЗАРУБЕЖНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПО КОАКСИАЛЬНОМУ КАБЕЛЮ 254

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ТЕЛЕВИЗИОННЫМ КАНАЛАМ И АППАРАТУРЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ . . . 259

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ВЫВОДЫ НЕКОТОРЫХ ФОРМУЛ . . . 266

Список литературы 270

Предметный указатель 274

ИБ № 4

Арон Кисильевич Оксман

ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ
ПО КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ

Редактор Н. М. Улановская
Художник В. И. Воробьев
Художественный редактор А. И. Моисеев
Технический редактор Г. И. Колосова
Корректор Л. И. Чекрыжова

Сдано в набор 17/VI 1977 г. Подп. в печ. 26/V 1978 г.
Т-11113 Формат 84×108$^{1}/_{32}$ Бумага тип. № 2 Гарнитура литерат., печать высокая 14,7 усл.-печ. л. 15,07 уч.-изд. л. Тираж 6200 экз.
Изд. № 17261 Зак. № 150 Цена 1 р. 10к.
Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

1р.10к.

Передача телевизионных сигналов

1р.10к.